



TITLE:

遅延特性測定に関する研究(Dissertation_全文)

AUTHOR(S):

牧野, 英夫

CITATION:

牧野, 英夫. 遅延特性測定に関する研究. 京都大学, 1961, 工学博士

ISSUE DATE:

1961-10-12

URL:

<https://doi.org/10.14989/161929>

RIGHT:

遅延特性測定に関する研究

牧 野 英 夫

C

1

系

遅延特性測定に関する研究

担当 無線課

牧 野 英 夫

研究の目的

マイクロ波周波数変調方式無線中継回線において生じるひずみの大きな一因をなすものとして遅延特性があるが、本研究は中継回線および中継機用の遅延特性測定器について、測定方式の確立、測定誤差の解明、ならびに測定器の実用化を行うことによつて遅延特性測定技術を確立するとともに、マイクロ波回線および中継機の発展に貢献することを目的とする。

成果の概要

本研究はつぎの4項目に大別される。

- (1) 遅延特性の測定確度におよぼす一般的要因の解明。
- (2) マイクロ波回線用測定器の実用化研究。
- (3) 4000MC中継機用測定器の実用化研究
- (4) 6000MC中継機用測定器の実用化研究。

(1)の研究においてはいかなる遅延特性測定方式においても共通に論じうる要因、すなわち掃引周波数、副搬送波周波数、位相計部の帯域巾、位相校正器の確度、周波数変換器の遅延特性、A M - P M変換、雑音、整合度、周波数軸等について検討し、各要因に対し誤差の数値例を示すか、もしくは誤差を減少せしめる条件を示した。

(2)の研究においては筆者等が実用化した回線用遅延特性測定器についてその内容を詳細に解析、説明し、測定器の確度について数値的な検討を施し、また雑音負荷試験との対応に関する実験結果を示して、収容チャンネル数480程度の回線に対する測定装置としては十分な性能をもつことを明らかにした。

(3)の研究においてはわが国独自の測定方式であるところのMMD方式を採用した4000MC中継機用遅延特性測定器についてその内容を詳細に説明し、また測定確度について数値的な検討を施し、

この測定器が構成が簡単なわりに性能においてすぐれていることを示した。

(4)の研究においては非常に厳格な規格を要求される 6000MHz 中継機用測定器として考案した
わが国独自の測定方式であるところの Super M M D 方式^{**}測定器についてその内容を詳細に説明し、
この測定方式においては測定精度におよぼす要因は他の方式にくらべて極めて少いので測定誤差を
雑音と同程度あるいはそれ以下になしうることを、したがってこの方式が現在における一応の測定限
界に到達したものであることを示した。

* 中継機の遅延特性 Delay を μ 波 1μ 波で測定する方式という意味で M M D 方式と仮称する。

** M・M・D 方式の改良という意味で Super M M D 方式と仮称する。

遅延特性測定に関する研究

目 次

まえがき	1
1. 遅延特性測定の原理	4
2. 遅延特性測定の各種方式	7
2.1 諸外国における遅延特性測定方式	7
2.2 わが国における遅延特性測定方式	15
3. 測定精度に関する考察	21
3.1 掃引周波数について	21
3.2 副搬送波周波数について	27
3.3 位相計部の帯域巾	34
3.4 位相較正器の精度	37
3.4.1 集中定数型	37
3.4.2 分布定数型	40
3.5 周波数変換器の遅延特性	43
3.5.1 周波数変換器の一般論	43
3.5.2 受信周波数変換器の遅延特性	49
3.5.3 送信周波数変換器の遅延特性	56
3.6 AM-PM変換	58
3.6.1 副搬送波回路におけるAM-PM変換	58
3.6.2 搬送波回路におけるAM-PM変換	60
3.7 雑音	63
3.8 整合度	68
3.9 周波数軸に関する考察	73
3.10 準漏話雑音よりみた測定精度について	75
4. 回線用遅延特性測定器	77

4.1	装置の構成	77
4.2	動作の説明	81
4.3	性能	81
4.4	各部の検討	82
	(4.4.1~4.4.16)	
4.5	確度に関する考察	109
4.5.1	70Mc振巾制限器におけるAM-PM変換	109
4.5.2	周波数弁別器におけるAM-PM変換	112
4.5.3	200Kc振巾制限器におけるAM-PM変換	113
4.5.4	200Kc増巾器におけるAM-PM変換	117
4.5.5	位相検波器に残留する振巾変調	117
4.5.6	200Kc水晶波器の側帯波抑圧度	118
4.5.7	位相計部の帯域巾	118
4.5.8	整合度	120
4.5.9	Video - Video測定について	121
4.5.10	総合確度	122
4.6	実測例	123
4.7	雑音負荷試験との対応	124
4.7.1	理論式	124
4.7.2	実験結果	125
4.8	要約	133
5.	4000Mc中継機用遅延特性測定器	135
5.1	装置の構成	135
5.2	動作の説明	135
5.3	性能	141
5.4	各部の検討(5.4.1~5.4.13)	144
5.5	確度に関する考察	153
5.5.1	掃引発振器の変調感度偏差	153
5.5.2	整合度による誤差	157
5.5.3	周波数変換器の遅延特性	158

5.5.4	位相校正器	158
5.5.5	総合精度	160
5.6	実 測 例	161
5.6.1	マイクロ波回路器の測定	161
5.6.2	中継機の測定	162
5.6.3	中間周波エコー遅延特性の測定	164
5.7	回線用遅延特性測定器との対応	164
5.8	要 約	166
6.	6000Mc中継機用遅延特性測定器	168
6.1	装置の構成	168
6.2	動作の説明	171
6.3	性 能	172
6.4	各部の検討(6.4.1~6.4.12)	173
6.5	精度に関する考察	191
6.5.1	周波数変換器の遅延特性	192
6.5.2	AM-PM変換	192
6.5.3	整合度	195
6.5.4	総合精度	195
6.6	実 測 例	195
6.7	要 約	197
む す び	199
謝 辞	201
参 考 文 献	202

まえがき

周波数変調方式多重電話伝送回線において生ずるひずみは、いわゆる準偏話雑音として回線品質を劣化する。このひずみは大別して非直線ひずみと遅延ひずみ（直線ひずみ）とより成り、非直線ひずみは主として変復調器の非直線性により発生し、⁽¹⁾⁽²⁾、遅延ひずみはFM伝送系の位相特性の非直線性により発生する⁽³⁾⁽⁴⁾。したがってFM伝送系においては位相特性の測定が重要となる。直線性の測定を精度高く行うには一般にその特性の微分曲線を求めるのを良策とする。すなわち位相特性の周波数値微分値を求めればよいことになる。

位相特性の周波数微分値（ $-d\theta/d\omega$ ）はすなわち群伝播時間（遅延時間）であり、遅延時間の周波数に対する特性が遅延特性である。したがって伝送系の位相特性の直線性は遅延時間の一様性におきかえられ、帯域内の遅延時間の偏差がひずみの原因となるのであって、遅延時間の絶対値はひずみに無関係である。

検波中継方式を採用しているFM回線においては中継所ごとにひずみの測定が可能であるが、マイクロ波（たとえば4000Mc帯）中継回線はヘテロダイン中継方式であり、中継機内では復調は行われず、また多くの中継所を含むので各中継所の遅延ひずみは相加され回線両端にあらわれる。数百チャンネル以上の伝送のためにはこれを低い値におさえる必要があり、東名阪4000Mc回線の創設に先行して回線用遅延特性測定装置が要求されるようになった。そこで1952年8月、当時の電気通信研究所無線器具課装置測定グループで設計を開始した。設計の条件として測定装置と中継機との受渡し周波数は中間周波（70Mc）とし、中継装置の主中間周波増巾器の測定に加えて、回線を通し地理的にはなれた端局間に於ても測定ができることも目標とし、帯域内を掃引して直視する方式を採用した。

この第1次試作器（ECL-1098位相歪測定器）は1953年5月に一応の完成をみたが、当時東阪回線の開通をひかえ、第2次現場試験が行われ急速にこれに間に合わせるよう試作と検討を並行して進めた。

第2次試作器（ECL-1141遅延歪測定器）は1954年2月に完成し、直ちに開通直前の状態にあつた東阪回線の超多重試験に使用された。第1次および第2次試作器を通じ幾多の変更と改良が加えられたが、その目的は測定装置内部で生ずる位相変調を減少且つ安定化し測定精度を向上することにあつたと云える。現場試験は第1次試作器、第2次試作器それぞれについて行われ、標準位相器の誤差、遅延特性の分解能、200Kc水晶発振器および水晶分波器の安定度等が明らかにされた。

1954年8月にはこの測定装置を東京、大阪の両端局に設置するため技術資料を作成し、

WJ-303型測定装置とした。これは2回にわたる試作の結果を採り入れたもので、現在では殆ど全国の主要端局に設置され回線の調査、試験、保守等に必須の測定器となつている。

なおWJ-303型測定器については1955年、大阪福岡回線建設のために来日していた英国STC社の技術者の着目する所となり、1956年1台が輸出されるに至つた。

さて、WJ-303型測定架装置によつて中継回線の全ぼうが明らかにされ、準漏話量との対応等も実験的に確認された。しかるに超多重化の要求に伴い回線品質を更に向上せしめるためには回線遅延特性を解析すること、換言すれば各中継所の空中線系をも含めた個々の中継機の遅延特性の実態を把握することが必要となつた。この目的に対してWJ-303はその入出力周波数がともに中間周波(70Mc)であるため中継機単独の測定にはきわめて不便である。すなわち中継機のマイクロ波入出力端子を減衰器を介して結合し、IF入力を後置IF増巾器より入れ、主IF増巾器より出力を取り出すと云う形にしなければならない。しかるに実際の中継機はそのマイクロ波入出力周波数が40Mcシフトされているので、これを同一周波数にするためには受信フィルタの取換え局発周波数の変更等が必要であり、そのため実際の動作状態の測定ではなくなる。

これらの点より中継機用測定器として動作状態を乱さずに測定でき、確度ならびに安定度ともにすぐれ且つ取扱いの容易な測定器が必要となつた。

この必要性にかんがみ、1954年、筆者等は中継機の入出力周波数に40Mcの差のあることを利用した、わが国独自の測定方式を考案し、実験用セットを作つてその動作を確認し、これを基として第1次試作器であるECL-1151極超短波遅延特性測定装置を1955年完成した。これにより従来厄介視されていたマイクロ波での遅延特性測定が極めて迅速且つ容易に行い得るようになった。

その後、この測定方式は東阪回線の中継機保守のために採用されることとなつたが、その構成が比較的簡単であるため、振巾特性、反射特性、雑音指数等の測定器とともに1架に組み込むことが可能であり、これを実現した総合測定架であるWJ-308型測定架装置として1957年技術資料が作成された。WJ-308型測定架装置は現在東阪、阪福および九州回線の各中継所に配置されている。

以上述べて来たとおりわが国の4000Mc回線の遅延特性はWJ-303およびWJ-308測定架装置によつて測定ならびに保守が行われその目的を達している。

さてマイクロ波超多重電話伝送回線のチャンネル収容数は1958年頃までに実施された4000Mc回線においては最大480CH/ルート、又は白黒TV1CH/ルートとして設計されており、遅延特性測定器の測定精度も25又は50mμsフルスケールで設計された。しかるに近年

T V 中継網の全国的拡充，市外通話量の増大にともなつて中継能力の不足が痛感されるようになり，米国で計画されている T H システムに対比するものとして 6 0 0 0 M c 帯において新たな中継網を作成し，過去の経験を生かして収容チャンネル数の飛躍的増大（960～2400CH/ルート）および将来実現必至と見られるカラー T V 中継，更には電話と T V の同時中継が計画されるに至つた。その一環として公社では 1958 年，ヘテロダイン中継方式である S F - U 1 方式を東京宇都宮間に実験用回線として作成し，960～1200CH を伝送できる見通しを得た。これと別にマイクロ波直接中継方式である S F - S 1 方式も現在実用化中であり，これは 1800～2400CH を目標としている。

このように多重度がすすむにつれて中継機に要求される諸特性は非常に厳格なものとなり，中継機 1 機に許容される遅延特性も，例えば 1 次傾斜特性の場合 1800CH に対し $0.04 \mu\text{s}/\text{MC}$ 2400CH に対し $0.025 \mu\text{s}/\text{MC}$ と云うように従来より 1 桁以上の改善が要求されるに至つた。

ひるがえつて遅延特性測定器については，すでに述べたように 4000MC 回線用測定器である W J - 303，中継機用測定器である W J - 308 があるが回線用はしばらくおき中継機用について考察すると W J - 308 方式はその構成がきわめて簡潔であり経済的に製作できるが，その反面クライストロンの変調感度による誤差が 20MC 掃引において 2～3 μs 程度発生する。従つてこの方式をそのまま 6000MC 帯に移行することは要求される精度（ $0.1 \mu\text{s}/30\text{MC}$ ）から云つて適當ではない。この観点に立つて筆者等は誤差の発生要因を極力少なくするような測定方式を考案し本文 6 に述べるような測定方式が現在の所最良であるとの結論に達した。

なお 6000MC 回線用測定器については W J - 303 型を骨子として，これに新たな着想を施して測定精度の向上をはかつた測定方式が現在実用化の段階にある。

本論文は筆者等が 1953 年以降現在に至るまでに実用化した 3 種類の遅延特性測定器，すなわち 4000MC 回線用（W J - 303），4000MC 中継機用（E C L - 1151 又は W J - 308），6000MC 中継機用（E C L - 1186）を対象として章 1 には遅延特性測定の原理を述べ，章 2 には諸外国およびわが国における遅延特性測定の各種方式を列挙してその概要を説明し，章 3 には遅延特性の測定精度におよぼす一般的諸要因を検討し，章 4，章 5，章 6 においては上記 3 種類の測定器について詳細な説明ならびに解析を加えた。

伝送系の伝送能力が究極には雑音によつておさえられるのと同様に，測定器の精度精度にもやはり雑音による限界がある。しかしながら近年急速に発展して来た固体電子増巾器，いわゆるパラメトリック増巾器の採用等によつてこの雑音の壁を打破し，より一層の性能の向上を期待でき

るものと信ずるが一応これまでの成果をまとめて報告することとする。

なお遅延特性測定器は振巾変調、周波数変調(又は位相変調)のいずれの変調方式に対しても成立するものであるが、遅延特性測定は周波数(又は位相)変調方式において最も重要な意義をもつものであり、筆者等が実用化した測定器はいずれも周波数変調方式の回線または中継機を対象としたものである。

1. 遅延特性測定の原理

遅延特性の測定原理は1930年、S. NyquistおよびH. Brandが提案しており⁽⁵⁾、現在実用されているほとんどすべての遅延特性測定器はこの原理に基づいている。図1.1にNyquist Brandの測定原理図を示す。

図1.1によっても明らかであるが遅延特性の測定系は一般に

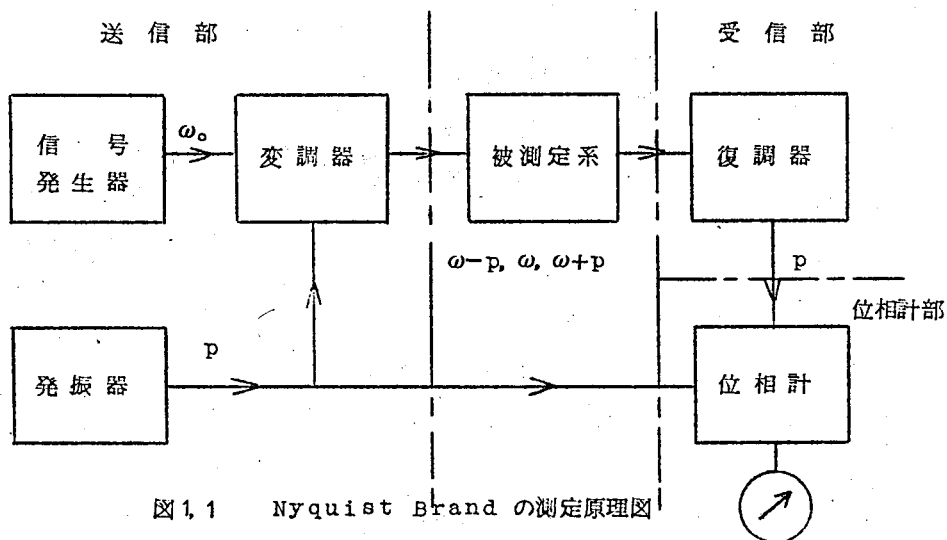


図1.1 Nyquist Brand の測定原理図

1. 送信部(変調器を含む)
2. 受信部(復調器を含む)
3. 位相計部

の3部によって構成される。

マイクロ波中継回線は周波数変調方式であり、遅延特性測定器もこれにならって周波数変調方

式を採用しているので、Nyquist Brandの提案した測定原理を周波数変調の場合について説明しよう。

いま簡単のため掃引を考えず搬送波の角周波数を ω_0 とする。この搬送波が p なる角周波数の余弦波（以後これを副搬送波と称する）で周波数変調されているときは、瞬時角周波数を $\omega(t)$ とし最大周波数偏移を $\Delta\omega_p$ とすれば、

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_p \cos pt \quad 1.1$$

ゆえに瞬時位相を $\varphi(t)$ とすると

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \omega_0 t + m_f \sin pt \quad 1.2$$

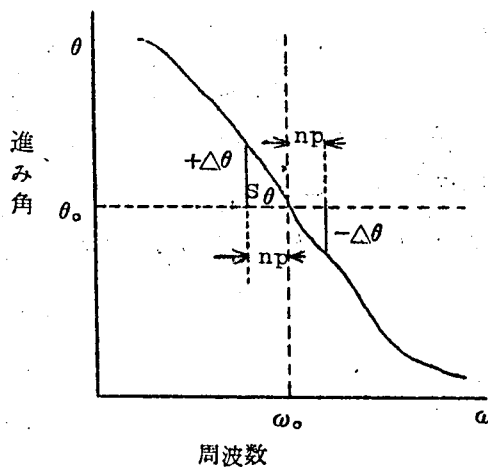
$$\text{ただし } m_f = \frac{\omega_d}{p}$$

いま被測定系に入るFM波の瞬時値を i_{in} 振幅を I_0 とすると

$$\begin{aligned} i_{in} &= I_0 e^{j(\omega_0 t + m_f \sin pt)} \\ &= I_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) e^{j(\omega_0 t + npt)} \end{aligned} \quad 1.3$$

被測定系の位相対周波数特性を図1.2な示すようなものとし、 ω_0 の位相を θ_0 、 ω_0 における位相

図 1.2 被測定系の位相特性



特性の傾斜を $-s\theta$ とすると、第 n 番目の側帯波の位相 θ_n は

$$\theta_n = \theta_0 - np s \theta \quad 1.4$$

簡単のため被測定系の利得を1とすれば、その出力波 i_{out} は

$$\begin{aligned} i_{out} &= I_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \epsilon^{j(\omega_0 t + n p t + \theta_0 - n p s \theta)} \\ &= I_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \epsilon^{j\{(\omega_0 t + \theta_0) + n p (t - s \theta)\}} \\ &= I_0 \epsilon^{j\{(\omega_0 t + \theta_0) + m_f \sin p(t - s \theta)\}} \end{aligned} \quad 1.5$$

変調が浅いときは、 $|n| = 2$ 以上の側帯波は無視でき、かつ $p \ll \omega_0$ ならば $\omega_0 \pm p$ の範囲においては位相特性は直線とみなしうる。

$$p s \theta \doteq \Delta \theta \quad 1.6$$

とおくと式1.5は

$$i_{out} = I_0 \epsilon^{j\{(\omega_0 t + \theta_0) + m_f \sin(p t - \Delta \theta)\}} \quad 1.7$$

式1.7と式1.3とを比較すれば i_{out} は i_{in} に対しその変調波 $m_f \sin p t$ の位相が $\Delta \theta$ だけ遅れていることがわかる。この $\Delta \theta$ の大きさは ω_0 において、 ω_0 から微小周波数 p だけ離れたところまでの位相の変化を示すから、これは ω_0 における位相特性の微分値 $(-d\theta/d\omega)_{\omega=\omega_0}$ を近似的に示すことになる。いままでは掃引を考えなかったが、 ω_0 を掃引して変化したときは $\Delta \theta$ の大きさは $s\theta$ に比例して変化するからこの $\Delta \theta$ の変化を検出すれば位相特性の微分曲線が求められる。すなわち周波数弁別器によつて i_{out} から副搬送波 p を取り出し、 p 波の受けた位相変化を検出してブラウン管上に画かせることにより、 $-d\theta/d\omega$ 曲線、すなわち遅延特性を直視することができる。

また式1.6より

$$s \theta \doteq \frac{\Delta \theta}{p} = \frac{\Delta \theta}{2\pi f_p} = \frac{\Delta \theta}{2\pi} t_p \quad 1.8$$

ただし、 t_p はp波の1サイクルに要する時間である。

$$S_{\theta} = \frac{d\theta}{d\omega} = \tau \quad 1.9$$

$$\therefore \tau = \frac{\Delta\theta}{2\pi} t_p \quad 1.10$$

1.10式は被測定系の遅延時間と副搬送波の1サイクルに要する時間との関係を与えるもので、たとえば副搬送波を200 KC/Sにえらんだときは

$$t_p = 5 \times 10^{-6} \text{ sec}$$

$$\tau = 1 \mu\text{S} (1 \times 10^{-9} \text{ sec}) \text{ とすれば}$$

$$\Delta\theta = \frac{2\pi \times 10^{-9}}{5 \times 10^{-6}} = 1.256 \times 10^{-3} \text{ rad}$$

すなわち遅延時間1 μS につき0.001256 radの位相変化が得られる。

測定原理は以上のとおりであるが、実際問題として副搬送波Fの位相は被測定系の遅延特性のみならず、測定器自身の遅延特性やその他種々の原因によつて変化し測定誤差を生ずる。したがつていかにすれば被測定系のみの遅延特性を誤差なくブラウン管上に画かせ得るかがこの種測定器実用化の最も重要な点となる。

2. 遅延特性測定の各種方式

現在までに諸外国で提案されている遅延特性測定器は、章1にのべたNyquist Brandの測定原理にもとづいているものが多い。本章ではまず諸外国において提案されている測定方式を列挙し、つぎにわが国における測定方式を説明することとする。

2.1 諸外国における遅延特性測定方式⁽⁶⁾

(a) D. H. Ring の遅延特性測定方式⁽⁷⁾

これはD. H. Ringが1948年に提案した方法で、その構成を図2.1(a)に示す。信号発生器とビート発振器は連動して50~80 Mcの範囲で常に1 Mcの差をもつようにしてある。信号発生器の出力($\frac{\omega}{2\pi}$)はスロットをもうけた同軸線の接触子に加えられ、この同軸線を通して被測定回路および一定の時間 τ_0 をもつ遅延線に信号が加えられる。この τ_0 は被測定回路の絶対遅延時間には等しくするものとする。遅延線および被測定回路の出力信号はそれぞれビート発振器からの $(\omega + \Delta\omega)/2\pi$ なる周波数の信号と混合される。而して混合器出力の2つの出力信号($\frac{\Delta\omega}{2\pi}$)の位相差を位相計で検出するのである。

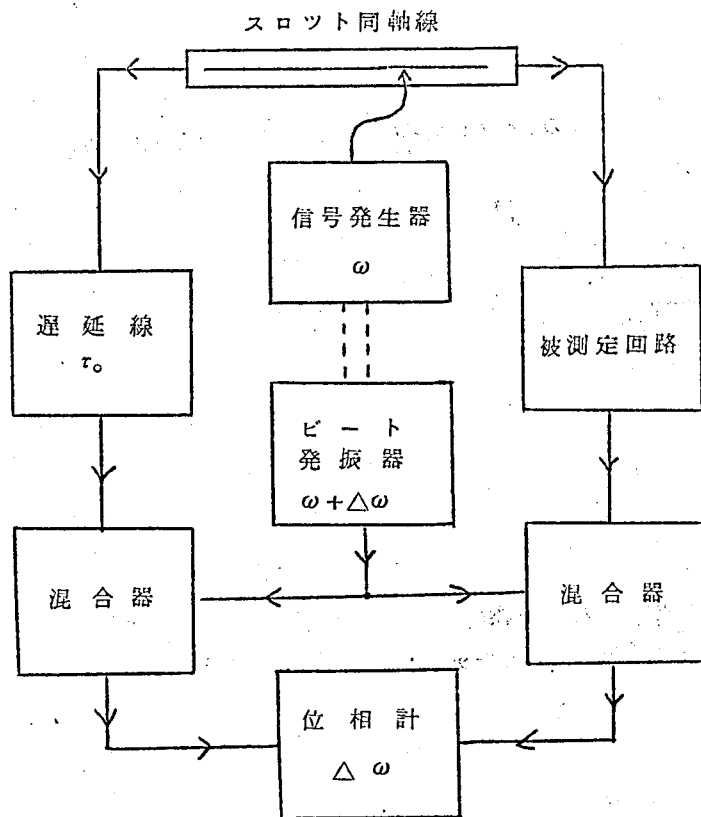


図2, 1(a) D・H・Ringの遅延特性測定方式(I)

信号発生器の周波数の変化は一般に回路と遅延線との間の位相差を変化せしめ、そのため位相計のふれが変化する。この位相変化をスロット同軸線の給電点の位置を変化することによって補償する。このスロット同軸線の両端は正確に整合されており、校正された移相器として使用する。

給電点の位置を Δx だけ動かしたとき、同軸線両端の位相の相対変化 $\Delta\beta$ は動作周波数における Δx に対する位相変化の2倍である。すなわち c を光速とすれば

$$\Delta\beta = 2\omega\Delta x/c [^\circ]$$

この位相差はビート周波数 $\Delta\omega$ (1 Mc) の位相変化となつて位相計の指示またはブラウン管上のリサーチ図形に現われる。

この測定方法では $1\text{ m}\mu\text{S}$ に対する位相量は 1 Mc において 0.36° であるから、これをリサージュ図形で検出するのはかなり困難であり、かつ測定値は位相角（ラジアン又は度）で与えられるのでこれを遅延時間に換算せねばならず、あまり実用的ではない。

図 2.1(b) に同じく D. H. Ring の提案する第 2 の方法を示す。これは前の方法の改良であ

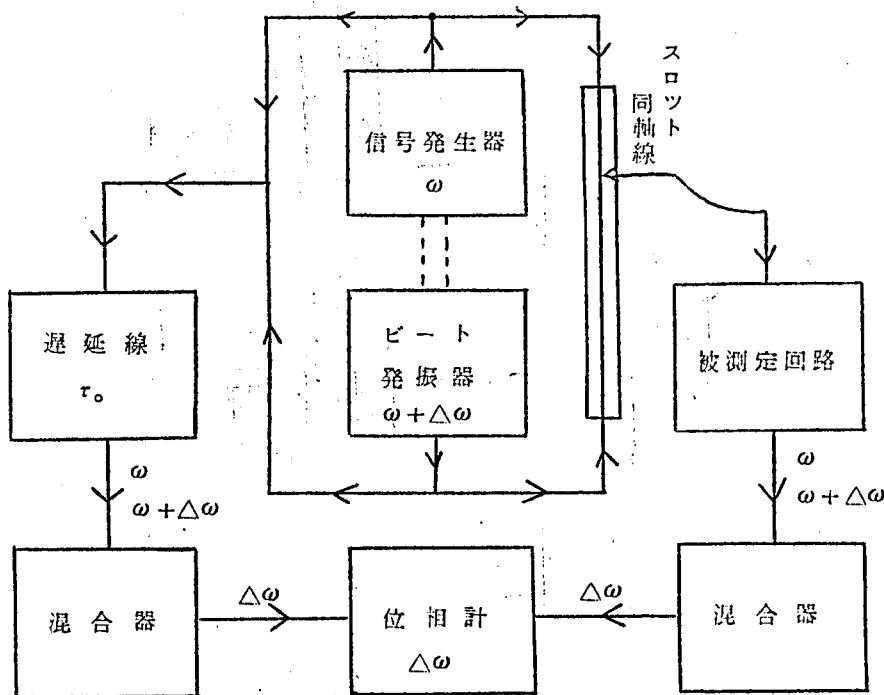


図 2.1(b) D. H. Ring の遅延特性測定方式(II)

るがこれも測定値から遅延時間への換算を必要とする。しかし τ_0 を被測定回路の遅延時間に等しくする必要がない点において改良されている。しかし $\Delta\omega$ なる周波数は測定の間一定に保たねばならず、そのため別に周波数標準を置いて測定点ごとに周波数を校正しなければならない。それ故実用的にはやはり不便な方法といわねばならない。

(b) H. Grayson の遅延特性測定方式⁽⁸⁾

これは、H. Grayson, T. S. Mcleod, R. A. G. Dunkley, および G. Dawson の 4 氏が 1952 年に提案した方式でその構成を図 2.2 に示す。これは点々法ではなくブラ

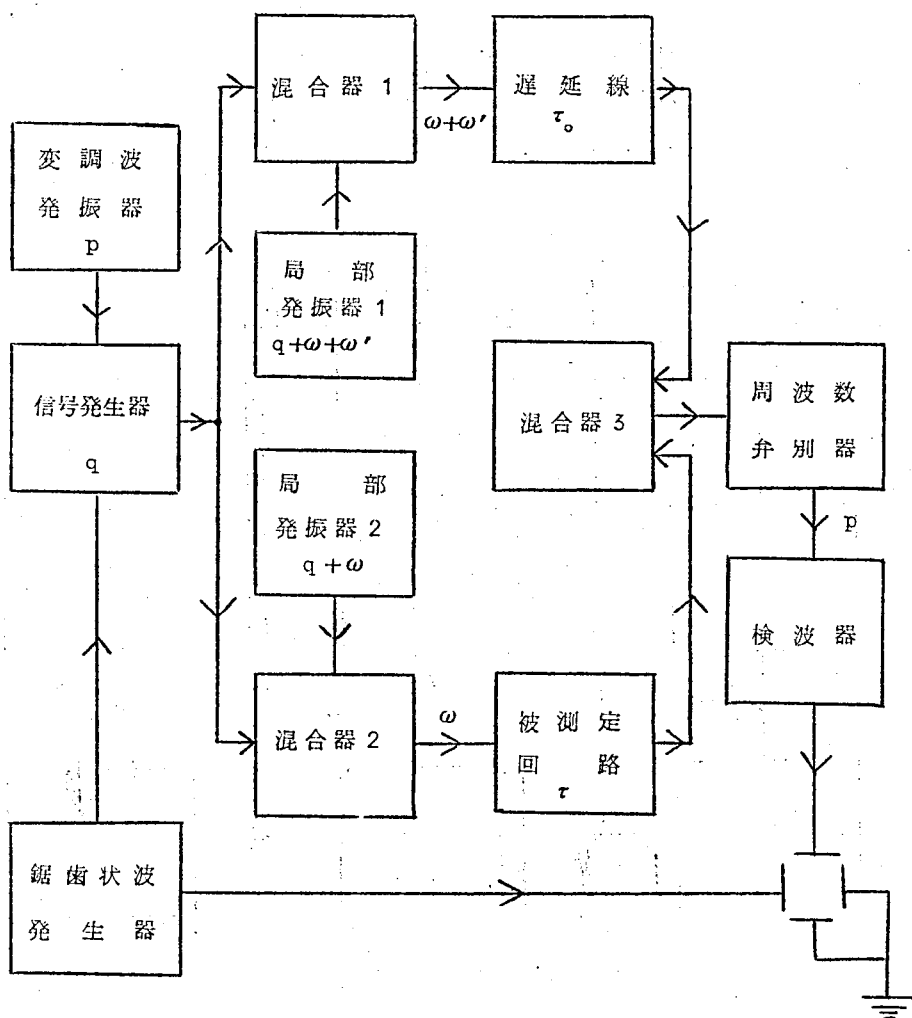


図 2.2 H. Grayson の遅延特性測定方式

ウン管で直視する方法である。図 2.2 において信号発生器（角周波数 q ）を 1 Mc （角周波数 p ）で周波数変調すると同時に鋸歯状波で周波数掃引する。その出力を 2 分し、別に設けた 2 つの局 部 発 振 器で一方は必要な周波数帯（ $50 \sim 70\text{ Mc}$ ）に変換し、他方はこれより 13 Mc ずれた周波数帯（ $63 \sim 83\text{ Mc}$ ）に変換する。前者は被測定回路を、後者は適当な遅延回路を通したのち、両信号を周波数混合器で混合すると、 13 Mc 波となつて掃引成分は打消され、また 1 Mc 成分はつぎに説明するように両回路の遅延時間の差によつて 13

M cにおける周波数偏移が変化する。

いま掃引を考えず、p波による角周波数偏移を $\Delta\omega$ とすれば混合器1の出力は次式によって与えられる。

$$e_1 \cos \left\{ (\omega + \omega') t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin p t \right\}$$

したがって遅延回路の出力は

$$e_2 \cos \left\{ (\omega + \omega') t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin p (t - \tau_0) + \varphi \right\}$$

また混合器2の出力は

$$e'_1 \cos \left\{ \omega t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin p t + \alpha \right\}$$

ただし α は一定の移相量である。

したがって被測定回路の出力は

$$e'_2 \cos \left\{ \omega t + \frac{\Delta\omega}{p} \sin p (t - \tau) + \varphi' \right\}$$

遅延回路および被測定回路の出力は混合器3で混合され、その出力は

$$e_3 \cos \left\{ \omega' t + 2 \frac{\Delta\omega}{p} \sin \frac{p(\tau - \tau_0)}{2} \cos p \left(t - \frac{\tau_0 + \tau}{2} \right) + \varphi'' \right\}$$

この式は混合器3の出力波は搬送波角周波数が ω' 、変調周波数がpで変調指数mfが

$$m_f = 2 \frac{\Delta\omega}{p} \sin \frac{p(\tau - \tau_0)}{2}$$

なるFM波であることを表わしている。しかし m_f は τ によつて変化し $p(\tau - \tau_0)/2 < 30^\circ$ の範囲においては m_f と τ とはほぼ比例する。

ゆえに ω' 波(13 Mc)を周波数弁別してp波(1 Mc成分)を取り出すとその出力電圧 e_p は m_f に比例し、したがつて τ にも比例する。したがつて e_p を検波増巾してブラウン管垂直軸に加えることにより遅延特性を直視できる。なお、この方法は章5に述べるわが国での方法と原理的には同じであるが、信号発生器および2つの局部発振器にクライストロンを使えばマイクロ波回路と中間周波回路のいずれもが測定できる長所があるが、1 Mcの変調度を掃引に関係なく一定に保たないと誤差を生じる。この測定方式においてはこのFM変調感度偏差が最も大きく誤差を支配し、これを解決しなければ殆ど実用にならない。変調感度偏差による誤差については5.5.1に詳説することとする。

(c) L.E.Huntの遅延特性測定方式⁽⁹⁾

これはL.E.Hunt, W.J.Albersheim の両氏が1952年提案した方法でその構成を図2.3に示す。これも周波数変調方式を採用しており、周波数帯は中間周波(60~80 Mc)である。この方式の特長は地理的にはなれた2点間での測定、すなわち回線を通して

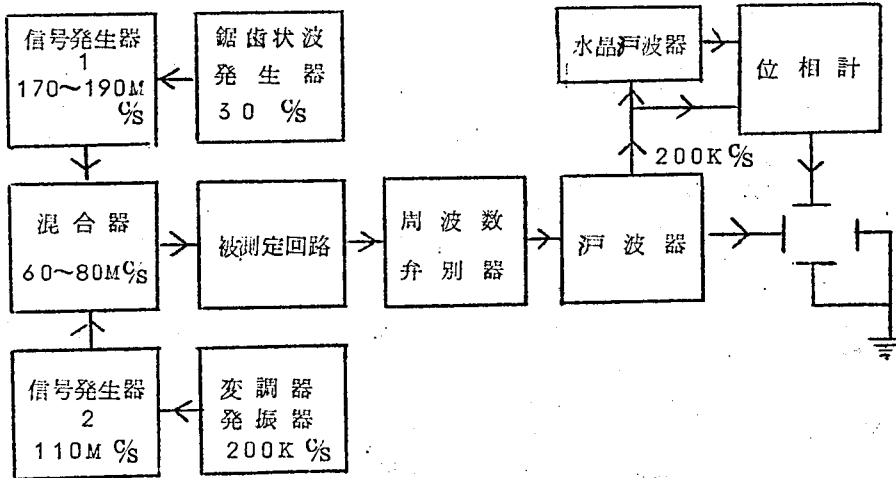


図2.3 L.E.Huntの遅延特性測定方式

の測定が可能のように構成されていることで、わが国の回線用遅延特性測定器もこの方式を採用している。ただし細部については改良が施されており詳細は章4に述べることにする。

(d) A.van Weelの遅延特性測定方式⁽¹⁰⁾

これはA.van WeelがTV受像機の遅延特性測定のために考案した方法で、ほかの方法とは少しおもむきを異にしている。その構成を図2.4に示す。

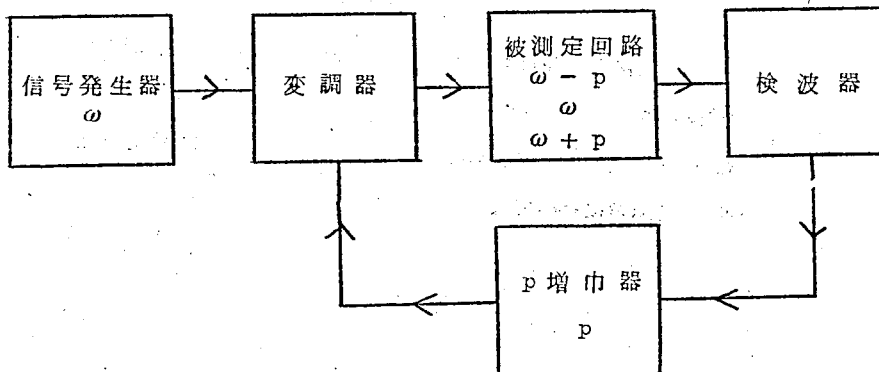


図2.4 A van Weelの遅延特性測定方式

安定に発振している回路の発振ループに沿って1周する全位相角は零または $2n\pi$ ラジアンである。そのループに何か位相変化が起ると、それと逆符号の位相変化が起るような発振周波数に変化して直ちに打消される。この現象は所定の位相変化を周波数変化に変換することが可能で、周波数変化を測定することにより位相変化を測定することができる。

帰還回路には副搬送波 p に同調した選択増巾器がありその出力で信号発生器の搬送波 ω を変調する。変調された搬送波は次に被測定回路を通つて検波され、 p 増巾器の入力に加えられるので発振ループを形成する。増巾度と位相関係を適当にするとこの装置は p なる周波数で発振する。この発振周波数の正確な値は p 増巾器と被測定回路との位相特性で決定される。次に信号発生器の周波数を ω から新たに ω' に変化させると、この周波数における回路の群遅延時間 τ' は ω における τ から $\tau + \Delta\tau$ に変化する。したがつて p 信号は回路を通るとき $\Delta\varphi = p\Delta\tau$ だけ位相が変化する。この位相変化は発振周波数が Δp だけ変化して打消される。したがつて

$$\Delta\varphi + \left(\frac{\partial\varphi}{\partial p}\right)\Delta p = p\Delta\tau + \tau'\Delta p = 0$$

この式中、 τ' は増巾器と被測定回路を全部含めた群遅延時間である。ゆえに τ を p 増巾器の群遅延時間とすれば、 $\tau' = \tau + \tau_p$ である。 τ を τ に対して大きくとつておけば、測定すべき遅延特性と発振周波数変化との間に簡単な一次的関係が成り立つ。

$$\Delta\tau / \tau = -\Delta p / p$$

したがつて Δp を周波数分路器で検波して取出し増巾してブラウン管垂直軸に加え、適当な方法で校正すると遅延特性を測定することができる。この装置では副搬送波周波数：
 $p/2\pi = 30 \text{ Kc/S}$ ，群遅延時間 $\tau = 70 \mu\text{S}$ にとつており、 $1 \text{ m}\mu\text{S}$ まで測定できると称している

(e) H. Reiner の遅延特性測定方式⁽¹¹⁾

これも周波数掃引、ブラウン管直視による測定方式でその構成を図 2.5 に示す。57～93 Mc の掃引試験信号を作るのに、257～293 Mc の掃引信号と、1 Mc で周波数変調した 200 Mc とを混合器 1 で混合して作る。一方 257～293 Mc 掃引信号を分岐して、これと 220 Mc 局発とを混合器 2 で混合して 37～73 Mc の掃引信号を作る（この方には 1 Mc FM はない）。被測定回路を通つてきた 57～93 Mc 信号と、混合器出力の 37～73 Mc 信号とを混合器 3 で混合すると 20 Mc 一定の波となり、1 Mc

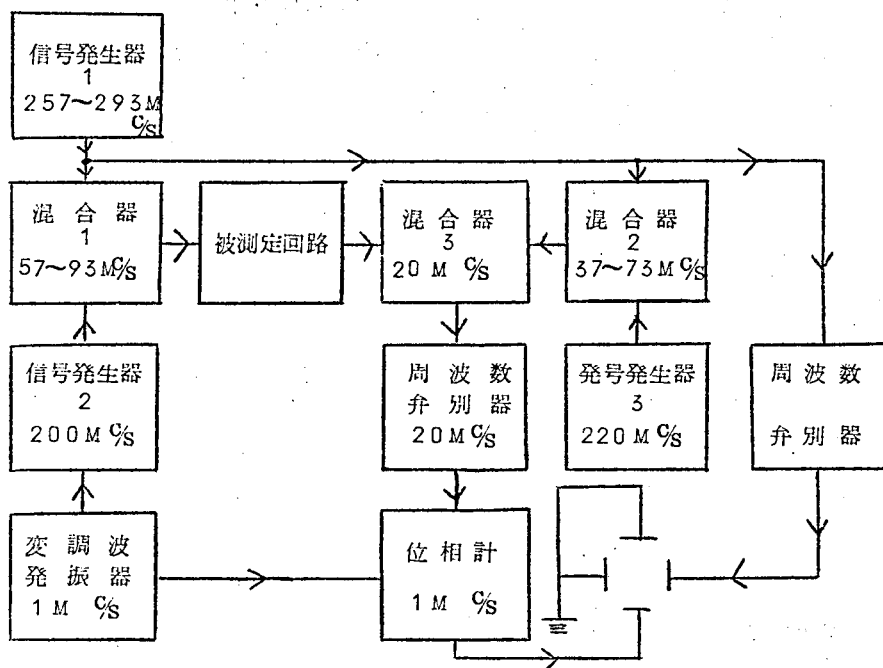


図2.5 H. Reinerの遅延特性測定方式

FMはそのまま保たれる。

ゆえにこの20 Mcを周波数弁別器に入れて1 Mc信号を取り出し、この1 Mcの受けている位相変調を位相計によつて検出すればよい。この方法の特長は20 Mc増巾器および周波数弁別器は狭帯域でよく、その遅延特性は誤差にならないことである。ただし混合器1および混合器3において1 Mc成分が位相変化を受けないことが必要である。

(f) J. S. Whitc.の遅延特性測定方式⁽¹²⁾

これも測定器自身の遅延特性が誤差から除かれるように考案した回路で、図2.6にその構成を示す。この方式は広帯域のFM復調器を2個もうけ、一つは被測定回路を通つて来た信号の復調用に使用し、他の一つは送信部出力信号を直接復調するために使用する。2つの復調器を同じ回路、同じ特性とすれば測定器自身の遅延特性は打消され、被測定回路の遅延特性のみが測定される。この測定器は遅延特性のほかに振巾特性測定もでき、遅延特性は1 m μ s、振巾特性は0.1 dBまでの感度があると称している。

(g) R. Magnussonの遅延特性測定方式⁽⁶⁾

これは直線回路の遅延特性を精度高く測定するために考案したもので、図2.7にその構成を示す。副搬送波(p)は200 Kcで、これで搬送波を振巾変調する。被測定回を通つて来た信号を振巾検波して取出し、これを2分し一つは位相計にゆくが1つは200 Kc増巾器で増巾後

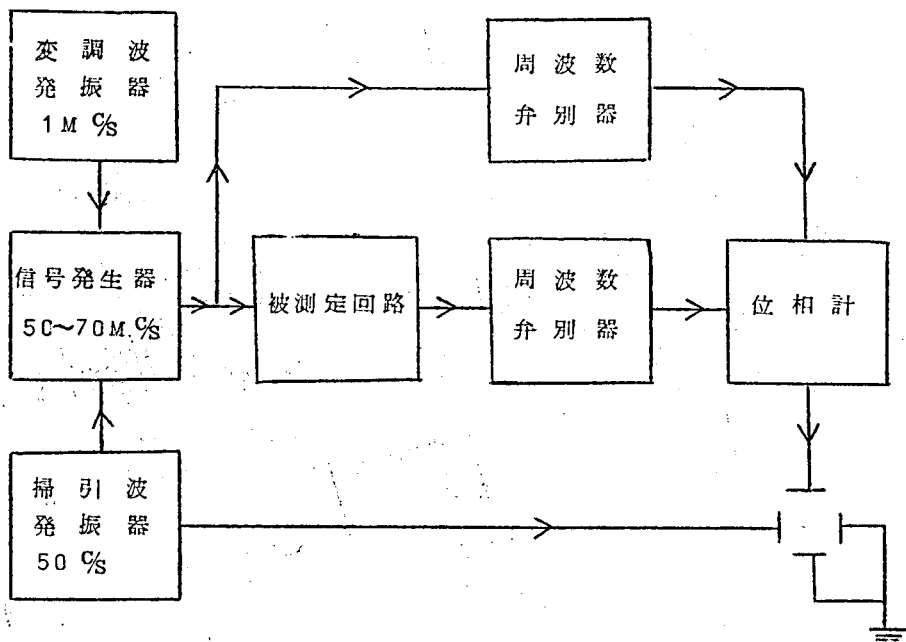


図2.6 J.S. Whiteの遅延特性測定方式

検波し、その出力で掃引発振器の出力を自動制御している。これは被測定回路に振巾特性がある場合、その出力波の振巾が掃引周期で変化しているので、これによる誤差を除くためである。

このようにして被測定回路出力および200 Kc 検波出力の振巾は被測定回路の振巾特性に無関係に一定となる。この測定器も遅延、振巾の両特性が測定でき、前者は0.1 mμsまで、後者は0.1 dBまで測定でき、精度は5%と称している。たゞしこの方式は振巾変調方式であるので振巾制限器、進行波管などのような非直線要素を含む回路を測定することはできない。

2.2 わが国における遅延特性測定方式

わが国の遅延特性測定方式は回線用遅延特性測定方式と、中継機用遅延特性測定方式の二つに大別され、いずれも Myquist Brand の測定原理にもとづいている点においては諸外国の測定方式と変らない。しかし、中継機の遅延特性測定方式に関しては大きな特色をもっている。

すなわち、一般にマイクロ波中継機はその送受信周波数に一定の周波数差(4000 Mc 回線では40 Mc, 6000 Mc 回線では252 Mc)が設けられており、かつ送受で変調周波数偏移の極性が逆転しないようになっている。筆者等はこの点を利用することにより、中継機の遅延

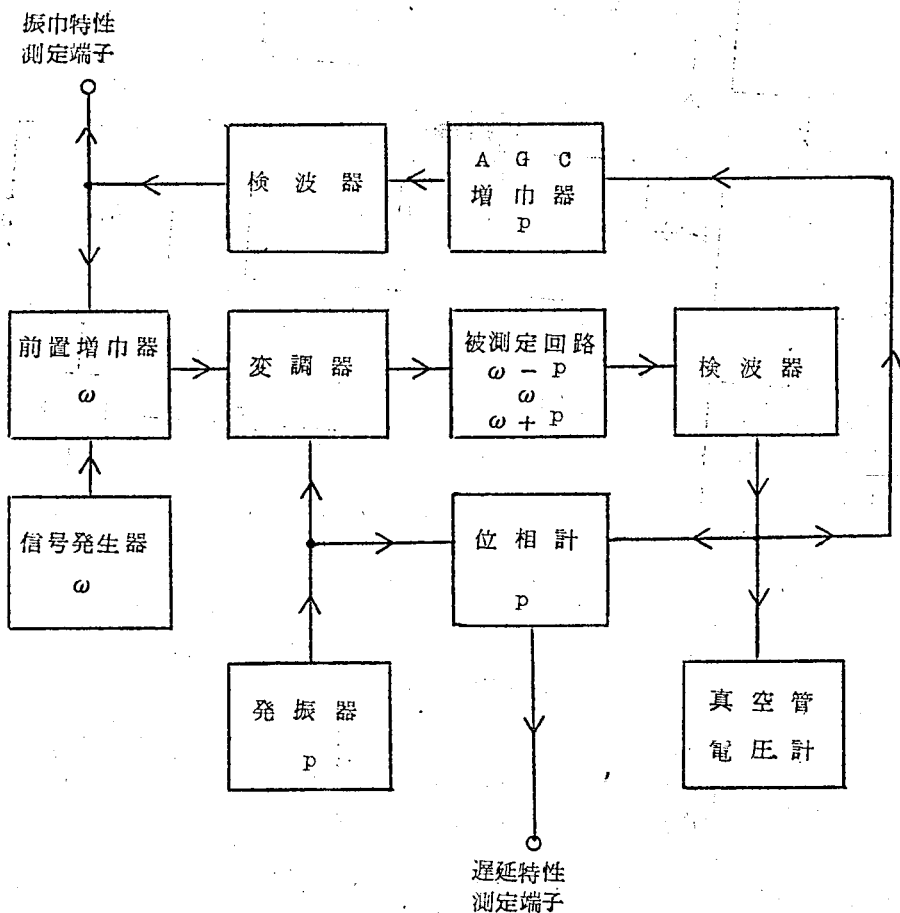


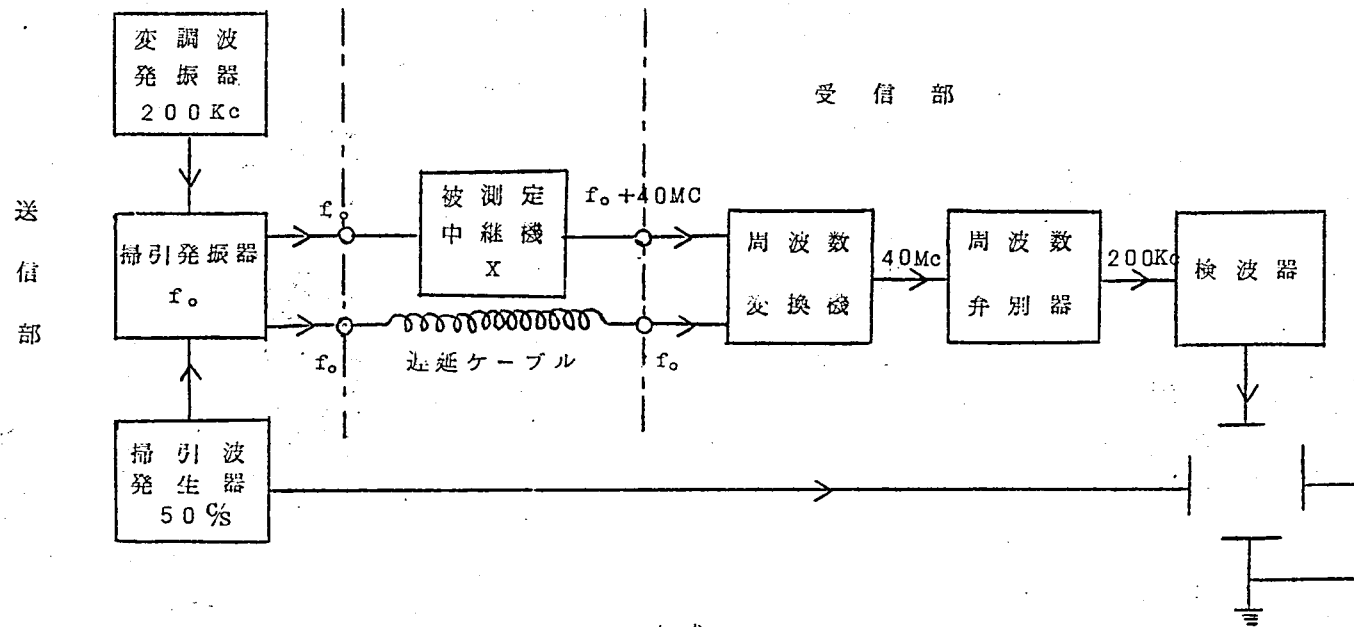
図2.7 R・Magnussonの遅延特性測定方式

特性の測定を簡易化するとともに、測定精度を著るしく向上せしめることができた。

以下わが国における中継機遅延特性の測定方式について説明しよう。

2.2.1 MMD方式⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾

これは筆者が1954年に考案した方式で、その構成を図2.8に示す。図2.8において極超短波掃引発振器は中継機(x)の受信周波数に等しい周波数を発生し、これは副搬送波(200Kc)で浅く周波数変調されると同時に低周波で±10~15Mc掃引される。この出力を2分し、1つは中継機(x)に適切なレベルで加えられ、他の1つは適当な遅延ケーブルを通つたのち、受信部周波数変換器で中継機出力波と混合される。



前述したように例えば4000 Mc 中継機では中継機出力波は入力波に対し40 Mc シフトされており、かつ変調の極性が逆転しないようになっているから周波数変換器の中間周波出力は掃引成分が打消されて40 Mc 一定となる。200 Kc FM成分については2.1(b) H. Grayson の測定方式において説明したごとく、被測定中継機と遅延ケーブルとの遅延時間の差によつて中間周波においては周波数偏移が変化するようになる。故に中間周波を周波数弁別して200 Kcを取り出し、これを増巾および包絡線検波すれば検波出力は中継機の遅延時間に比例する。すなわちこの方式は被測定系の周波数シフトを利用することにより、H. Grayson の測定方式を著しく簡易化したものと云うことができる。

また2.1(b)においても述べたごとく、この測定方式は掃引発振器のFM変調感度偏差が最も大きく誤差を支配するので掃引発振方式については特に考慮をはらっている。この方式についての詳細は章5において述べることにする。

2.2.2 Super MMD方式⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾

MMD方式は5.5.1に述べるとおり掃引発振器の変調感度偏差が宿命的に誤差の原因となる。筆者はこの問題を解決することによりMMD方式よりも更に一桁以上確度を向上したSuper MMD方式を1956年に考案した。図2.9にその構成を示す。

この方式も被測定系の周波数シフトを利用して受信部周波数変換器において掃引成分を打消して、単一周波数の中間周波を得ていることはMMD方式と変らない。

いま被測定系(\times)の入力周波数を f_{in} (例えば6000 Mc), 出力周波数を f_{out} (例えば6252 Mc), $f_{out} - f_{in} = f_s$ (この場合252 Mc) とする。

送信部にもうけた局部FM発振器(L.O.)の周波数を f_ℓ とし、これを副搬送波周波数(f_p)により浅く周波数変調する。

このさい

$$f_\ell = f_s - f_i$$

(ただし、 f_i は受信部中間周波で例えば40 Mc)

なる値に f_ℓ をえらぶ。(この例に従えば $f_\ell = 212$ Mc)

別にもうけられた掃引発振器(S.W.P.)は2個の出力端子をそなえ、その発振周波数(中心値)を

$$f_w = f_{in} \pm f_\ell$$

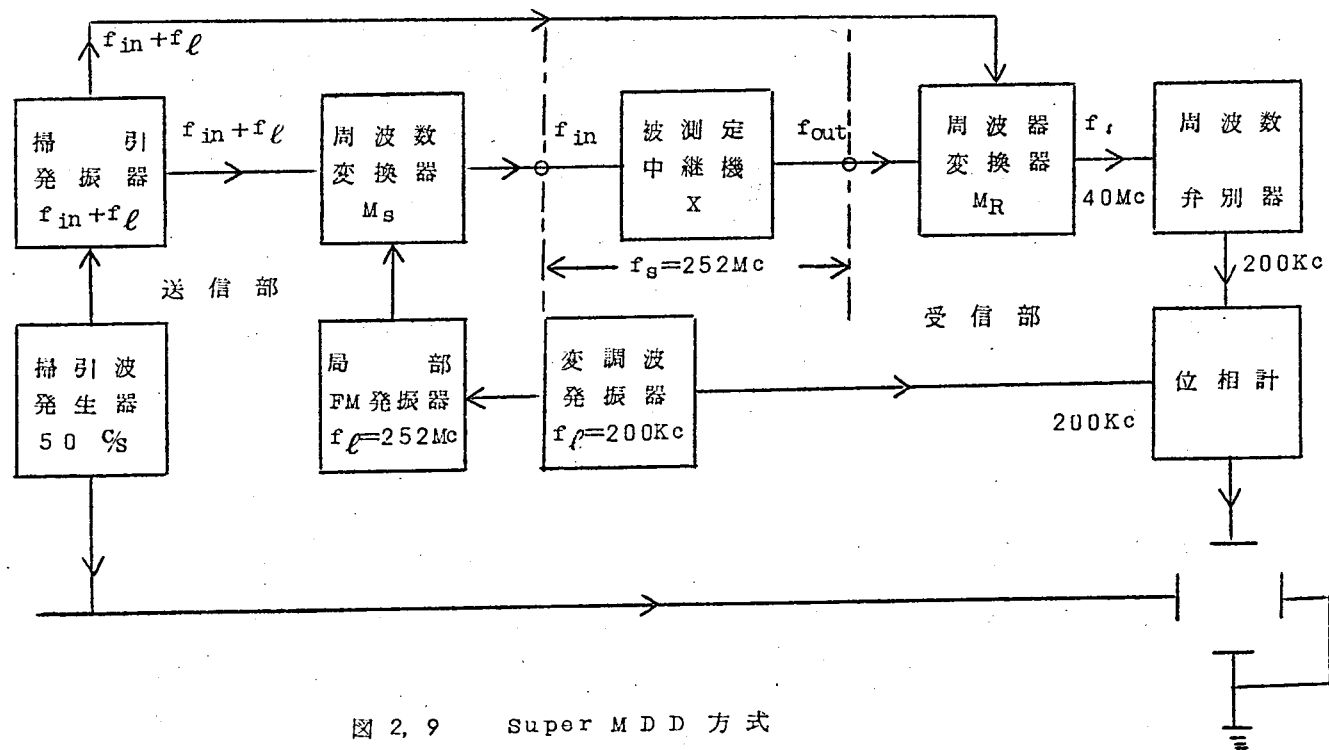


図 2, 9 Super MDD 方式

なる値とする。たゞし $f_{in} < f_{out}$ なる系に対しては正号、 $f_{in} > f_{out}$ なる系に対しては負号をとるものとする。(したがつて上例に従えば $f_w = 6212 \text{ Mc}$)

S.W.P.の出力の1つと前記L.O.の出力とは送信部の周波数変換器(M_s)で混合され、その出力のうち f_{in} に等しい周波数がXに導入される。(この選択はXの受信回路器による。)

Xの出力波とSWPの他の1つの出力とは受信部の周波数変換器(M_R)によつて混合され中間周波 f_i を生じる。この f_i は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} f_i &= f_{out} - f_w \\ &= (f_s + f_{in}) - (f_{in} + f_\ell) \\ &= f_s - f_\ell \end{aligned}$$

たゞし、 $f_{out} > f_{in}$ とする。

上式において f_s, f_ℓ は一定周波数であるから f_i も一定となる。

この f_i 波を増巾器(A)で増巾し、振巾制限器(L)で振巾制限したのち周波数弁別器(D)により復調すると f_p 成分が取り出される。

f_p 成分は掃引された搬送波に乗つてXを通過したものであるからXの遅延特性により位相変調を受けており、この位相変調は f_i においても保たれるから弁別器の出力の f_p 波は位相変調を受け、かつ振巾一定の波となる。故に f_p 波を必要な確度を有する位相計回路(P.M.)に導き、位相検波することによりXの遅延特性を測定できる。

以上の説明によつて察せられるとおり、この方式のMMD方式と異なる点は、先ず掃引発振器は掃引マイクロ波源としてのみ使用し、200KcによるFMは別にもうけた局部FM発振器に加え、両者を周波数変換器で混合して所要の出力波を得ているので200Kcによる周波数偏移は掃引に無関係に一定に保たれること。したがつて弁別器出力の200Kcも振巾一定となること、つぎに副搬送波の位相の比較はMMD方式のごとく受信部周波数変換器で行わないで、復調したのち位相計によつて行なつているので位相検波の感度を容易にとり得ることである。この方式についての詳細は章6において述べることにする。

3. 測定精度に関する考察

現在実用されているほとんどすべての遅延特性測定器は章1で述べたNyquist、Braudの測定原理にもとづいているのであるが、測定方式については被測定系からきまる条件や要求される測定精度等により各種各様の測定方式が存在する。したがって測定精度に影響をおよぼす要因としては、如何なる測定方式に対しても共通に論じうる要因と、その測定方式特有の要因とに区分できる。この章においては主として前者について論じることとし、後者については章4、章5、章6、においてそれぞれの測定器に属する問題として述べる。こととする。

3.1 掃引周波数について

章1においては遅延性測定の際の掃引周波数は無限小、すなわち掃引周波数に関しては準定常状態を仮定して動作原理を説明した。しかしながら実際の遅延特性測定においては搬送波は副搬送波(角周波数 p)で浅く周波数変調されると同時に低周波(角周波数 q)で深く周波数変調される。(すなわち掃引される)。したがって搬送波は角周波数 p 、 q の2波で周波数変調されることになり、掃引周波数に関して準定常解が成立するか否かは検討を必要とする。

単位の振巾を有するFM波のベクトル表示は次式で表わされる。

$$\dot{e}(t) = e^{j \int \Omega dt} = e^{j(\omega_0 t + \int \mu dt)} \quad 3.1.1$$

ただし $\Omega = \omega_0 + \mu(t)$ - 瞬時周波数

ω_0 - 中心周波数

このFM波が伝送特性 $f(\omega)$ なる伝送系の入力側に加えられたとき、その出力を $\dot{e}'(t)$ とすると $\dot{e}'(t)$ はJ、R、Carsonの可変周波数理論⁽³⁾により次式で与えられる。

$$\dot{e}'(t) = \left\{ f(\omega_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n(t)}{n!} \left(\frac{d}{dx} \right)^n f(\omega_0 + x) \right\}_{\omega_0} e^{j(\omega_0 t + \int \mu dt)} \quad 3.1.2$$

ただし

$$C_n(t) = \left\{ \mu(t) - j \frac{d}{dt} \right\}^{n-1} \mu(t) \quad 3.1.3$$

$x = \omega - \omega_0$

故に伝送回路によつて生じたFMひずみ成分の瞬時位相を $\theta_d(t)$ とすれば

$$\theta_d(t) = \text{Im} \left[\text{Log} \left\{ f(\omega_0) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n(t)}{n!} \left(\frac{d}{dx} \right)^n f(\omega_0 + x) \right\}_{\omega_0} \right] \quad 3.1.4$$

ただしImは[]の中の虚数部を示す。

ひずみが信号にくらべて充分小さい場合には次の近似が成立する。

$$\theta_d(t) = I_m \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n(t)}{n!} \left(\frac{d}{dx} \right)^n f(\omega_0 + x) \right]_{\omega_0} \quad 3.1.5$$

いま伝送特性 $f(\omega)$ を

$$f(\omega) = g(\omega) e^{j\varphi(\omega)} \quad 3.1.6$$

とし、位相特性 $\varphi(\omega)$ が中心周波数 ω_0 において

$$\varphi(\omega) = \beta_0 + \beta_1 x + \beta_2 x^2 + \dots + \beta_n x^n \quad 3.1.7$$

なる冪級数に展開されるものとする

$$f(\omega) = e^{j(\beta_0 + \beta_1 x)} \cdot g(\omega) e^{j(\beta_2 x^2 + \beta_3 x^3 + \dots + \beta_n x^n)} \quad 3.1.8$$

式 3.1.8 は任意の伝送回路がつぎの二つの回路すなわち

1. 振巾特性が平坦で位相特性が周波数に対して直線的な第1の回路。
2. 振巾特性が $g(\omega)$ で位相特性が2次以上の成分をもつ第2の回路。

の縦続の回路であると考えてよいことを示している。

先づ第1の回路の出力を求める。伝送特性は

$$f(\omega) = e^{j(\beta_0 + \beta_1 x)} \quad 3.1.9$$

$$\therefore \left[\left(\frac{d}{dx} \right)^n f(\omega_0 + x) \right] = (j)^n \beta_1^n e^{j\beta_0}$$

故に第1の回路の出力を $e_1'(t)$ とすれば

$$e_1'(t) = e^{j(\omega_0 t + \beta_0)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{n!} \beta_1^n \left(\frac{d}{dt} \right)^n \left(e^{j \int \mu dt} \right) \\ = e^{j(\omega_0 t + \beta_0)} + j \left[\int \mu dt \right] t + \beta_1 \quad 3.1.10$$

式 3.1.10 は第1の回路の出力においては変調信号が波形の如何にかかわらず、そのまま β_1 なる時間だけ遅れるだけであつて章1において準定常状態で求めた結果と全く一致することを示している。

つぎに第2の回路の出力を求めよう。第2の回路は振巾特性 $g(\omega)$ を ω_0 の点で基準化して1になるようにし、また位相特性は0次および1次の係数が0であるとする。第2の回路の入力は式 3.1.10 で与えられるがこれを簡単のため改めて $e^{j(\omega_0 t + \int \mu dt)}$ と考えても一般性は失われない。

第2の回路の出力を $e_2'(t)$ とすれば

$$e_2'(t) = E_2(t) e^{j \left\{ \omega_0 t + \int \mu dt + \theta_d(t) \right\}} \quad 3.1.11$$

ただし $E_2(t)$ は出力波の振巾を表わす。

式 3.1.5 より

$$\theta_d(t) = I_m \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{C_n(t)}{n!} \left(\frac{d}{dx} \right)^n f(\omega_0 + x) \right]_{\omega_0} \quad 3.1.12$$

伝送特性 $f(\omega)$ は基準化してあるから振巾特性の1よりの偏差を $g'(\omega)$ 、位相特性の

直線よりの偏差を $\varphi'(\omega)$ とすると

$$\begin{aligned} f(\omega) &= \left\{ 1 + g'(\omega) \right\} e^{j\varphi'(\omega)} \\ &= \left\{ 1 + g'(\omega) \right\} \cos \varphi'(\omega) + j \left\{ 1 + g'(\omega) \right\} \sin \varphi'(\omega) \\ &= 1 + g'(\omega) + j\varphi'(\omega) - \frac{\varphi'^2(\omega)}{2} + jg'(\omega)\varphi'(\omega) \end{aligned}$$

ひずみが小さく、したがって伝送特性の偏差が小さい場合には $g'(\omega) \ll 1$ 、 $\varphi'(\omega) \ll 1$ であるから

$$f(\omega) \doteq 1 + g'(\omega) + j\varphi'(\omega) \quad 3.1.1.3$$

とおくことができる。

いま $f(\omega)$ が ω_0 においてその実数部および虚数部が ω_0 のように級数に展開できるものとする。

$$\begin{aligned} f(\omega) &= f(\omega_0 + x) \\ &= 1 + \alpha_1 x + \alpha_2 x^2 + \dots \\ &\quad + j(\beta_2 x^2 + \beta_3 x^3 + \dots) \end{aligned} \quad 3.1.1.4$$

$$\therefore \frac{1}{n!} \left\{ \frac{d^n}{dx^n} f(\omega_0 + x) \right\} \omega_0 = \alpha_n + j\beta_n \quad 3.1.1.5$$

式3.1.1.5を式3.1.1.2に代入すれば

$$\begin{aligned} \theta_d(t) &= I_m \left[\sum_{n=1}^{\infty} (\alpha_n + j\beta_n) C_n(t) \right] \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n I_m [C_n(t)] + \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n R_e [C_n(t)] \end{aligned} \quad 3.1.1.6$$

ここで $C_n(t)$ すなわち $C_1(t)$ 、 $C_2(t)$ 、 $C_3(t)$ ……はひずみ $\theta_d(t)$ の周波数成分を与えるものである。

いま $\mu(t)$ を $\mu_p(t)$ 、 $\mu_q(t)$ なる2波の合成と考え

$$\mu(t) = \mu_p(t) + \mu_q(t) \quad 3.1.1.7$$

とする。ただし

$$\begin{aligned} \mu_p(t) &= D\omega_p \sin p t \\ \mu_q(t) &= D\omega_q \sin q t \end{aligned}$$

ここに、 p は副搬送波角周波数、 $D\omega_p$ はそれによる角周波数偏移、 q は掃引角周波数、 $D\omega_q$ はそれによる角周波数偏移とする。

式3.1.3により $C_n(t)$ はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} C_1(t) &= \mu \\ &= \mu_p + \mu_q \\ C_2(t) &= \mu^2 - j \frac{d\mu}{dt} \end{aligned} \quad 3.1.1.8-1$$

$$\begin{aligned}
& -\mu_p^2 + \mu_q^2 + 2\mu_p\mu_q - j\left(\frac{d\mu_p}{dt} + \frac{d\mu_q}{dt}\right) \quad 3.1.18-2 \\
C_3(t) &= \mu^3(t) - \frac{d^2\mu}{dt^2} - j\frac{3}{2}\frac{d\mu^2}{dt} \\
& -\mu_p^3 + 3\mu_p^2\mu_q + 3\mu_p\mu_q^2 + \mu_q^3 \\
& -\left(\frac{d^2\mu_p}{dt^2} + \frac{d^2\mu_q}{dt^2}\right) - j\frac{3}{2}\frac{d}{dt}(\mu_p^2 + \mu_q^2 + 2\mu_p\mu_q) \quad 3.1.18-3 \\
C_4(t) &= \mu^4(t) + \left(\frac{d\mu}{dt}\right)^2 - 2\frac{d^2\mu^2}{dt^2} + j\left(\frac{d^3\mu}{dt^3} - 2\frac{d\mu^3}{dt}\right) \\
& -\mu_p^4 + \mu_q^4 + 6\mu_p^2\mu_q^2 + 4(\mu_p^3\mu_q + \mu_p\mu_q^3) \\
& + \left(\frac{d\mu_p}{dt} + \frac{d\mu_q}{dt}\right)^2 \\
& - 2\frac{d^2}{dt^2}(\mu_p + \mu_q)^2 \\
& + j\left\{\frac{d^3\mu_p}{dt^3} + \frac{d^3\mu_q}{dt^3} - 2\frac{d}{dt}(\mu_p + \mu_q)^3\right\} \quad 3.1.18-4
\end{aligned}$$

遅延特性測定において考慮の対象となる周波数成分は、p波に位相変調を生ぜしめる成分、すなわちpの両側に側帯波として落ちるひずみ成分を考えねばならない。それ以外の成分は復調後、濾波器で除かれるから考慮する必要はない。

故に必要な周波数成分のみに着目して $C_1(t)$ 、 $C_2(t)$ ……を書き直したものを $C_1'(t)$ 、 $C_2'(t)$ 、 $C_3'(t)$ ……とすると

$$\begin{aligned}
C_1'(t) &= \mu_p \quad 3.1.19-1 \\
C_2'(t) &= 2\mu_p\mu_q - j\frac{d\mu_p}{dt} \quad 3.1.19-2 \\
C_3'(t) &= 3\mu_p\mu_q^2 - \frac{d^2\mu_p}{dt^2} - j3(p+q)\mu_p\mu_q + \frac{3}{4}\Delta\omega_p^2\mu_p \\
C_4'(t) &= 4\mu_p\mu_q^3 + \frac{3}{4}\Delta\omega_p^2\mu_p\mu_q \\
& + 2\frac{d\mu_p}{dt} \cdot \frac{d\mu_q}{dt} - 4\frac{d^2}{dt^2}(\mu_p\mu_q) \\
& + j\left\{\frac{d^3\mu_p}{dt^3} - 2\frac{d}{dt}\left(\frac{3}{4}\Delta\omega_p^2\mu_p + 3\mu_p\mu_q^2\right)\right\} \quad 3.1.19-4 \\
& \dots\dots\dots \\
C_n'(t) &= n\mu_p\mu_q^{n-1} + \dots\dots\dots \quad 3.1.19-n
\end{aligned}$$

式3.1.19の各式を見ると $n=2$ 以上においてp成分が発生し、これが $C_1'(t)$ に加わるこ
とがわかる。これは副搬送波 μ_p の振幅又は位相を定常的に変化せしめることになる。また2
 $\mu_p\mu_q$ 、 $3\mu_p\mu_q^2$ 、…… $n\mu_p\mu_q^{n-1}$ なる項は μ_p の両側に発生する側帯波
を示すものである。すなわち μ_p はqを基本波とする波形で変調を受けることを表す。

遅延特性測定の場合は μ_p の受ける位相変調を対象としており、而して掃引周波数qの影響
は各側帯波の大きさにqが関係しているか否かで判別できる。

(1) 振巾特性が平坦なる場合

$$\alpha_n = 0, \beta_0 = \beta_1 = 0$$

$$\therefore \theta_d'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \operatorname{Re} [C_n'(t)] \quad 3.1.20$$

$$\beta_1 \operatorname{Re} [C_1'(t)] = \beta_1 \Delta \omega_p \sin p t = 0 \quad 3.1.20-1$$

$$\beta_2 \operatorname{Re} [C_2'(t)] = 2\beta_2 \Delta \omega_p \sin p t \sin q t \quad 3.1.20-2$$

$$\beta_3 \operatorname{Re} [C_3'(t)] = 3\beta_3 \Delta \omega_q^2 \sin p t \sin^2 q t \quad 3.1.20-3$$

$$\begin{aligned} \beta_4 \operatorname{Re} [C_4'(t)] = & \beta_4 \left\{ 4\Delta \omega_p \Delta \omega_q^3 \sin p t \sin^3 q t \right. \\ & + \frac{3}{4} \Delta \omega_p^3 \Delta \omega_q \sin p t \sin q t \\ & + 2p q \Delta \omega_p \Delta \omega_q \cos p t \cos q t \\ & \left. - 4\Delta \omega_p \Delta \omega_q \left\{ p q \cos p t \cos q t \right. \right. \\ & \left. \left. - (p^2 + q^2) \sin p t \sin q t \right\} \right\} \quad 3.1.20-4 \end{aligned}$$

上式によれば位相特性が3次以下の場合には側帯波の大きさは q に無関係である。すなわち掃引周波数は μ_p の受ける変調度には無関係である。

位相特性が4次以上になると側帯波の大きさに p, q 両者が関係して来る。すなわち掃引周波数、副搬送波周波数ともに μ_p の受ける変調度に影響する。しかしながら $p \gg q$ なる仮定をおくと

$$\left. \begin{aligned} p^2 + q^2 &\div p^2 \\ p q &\ll p \end{aligned} \right\} \quad 3.1.21$$

とみなし得て掃引周波数 q の影響よりも副搬送波周波数 p の影響の方が支配的であるということが出来る。

(2) 振巾特性が平坦でない場合

$$\alpha_n \neq 0$$

$$\therefore \theta_d'(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \alpha_n \operatorname{Im} [C_n'(t)] + \sum_{n=1}^{\infty} \beta_n \operatorname{Re} [C_n'(t)] \quad 3.1.22$$

すなわちこの場合には式3.1.20-1~4で示した側帯波成分の他に振巾特性より生じる側帯波成分が加わる。

$$\alpha_1 \operatorname{Im} [C_1'(t)] = 0 \quad 3.1.23-1$$

$$\alpha_2 \operatorname{Im} [C_2'(t)] = -p \alpha_2 \Delta \omega_p \cos p t \quad 3.1.23-2$$

$$\alpha_3 \operatorname{Im} [C_3'(t)] = -3\alpha_3 (p+q) \Delta \omega_p \Delta \omega_q \sin p t \sin q t$$

$$\alpha_4 \operatorname{Im} [C_4'(t)] = +\frac{3}{2} \alpha_4 \Delta \omega_p \Delta \omega_q^2 \left\{ (p+2q) \right. \quad 3.1.23-3$$

$$\cos(p+2q)t + (p-2q)\cos(p-2q)t \} \quad 3.1.23-4$$

.....
 [註] $\alpha_3 I_m [C_3'(t)]$ 以降の項においても p 成分が発生するが簡単のため省略した。

式 3.1.23 によれば振巾特性が 2 次以下の場合には側帯波の大きさは q に無関係である。振巾特性が 3 次以上になると側帯波の大きさに p 、 q 両者が関係する。しかしながら $p \gg q$ と仮定すれば n が余り大きくない範囲において

$$p \pm nq \doteq p$$

とみなし得てこの場合も q よりも p の方が支配的であるといえる。

結論として、伝送特性の偏差が小さい場合掃引周波数 q の影響は被測定系の位相特性が 4 次以上、振巾特性が 3 次以上の成分をもつ場合にあらわれるが同時に副搬送波周波数 p の影響があらわれ、特性の次数 n があまり大きくなく且つ $p \gg q$ なる場合には p の影響の方が常に支配的である。したがって実際に副搬送波を使用するような測定法の場合には $p \gg q$ なる限り p の影響を考えれば充分である。いいかえれば $p \gg q$ なる限り少くとも掃引に関しては準定常状態的な考え方をして差支えないといえることができる。

3.2 副搬送周波数について

3.1節においては $p \gg q$ なる関係にある p, q 2波でFMされた信号が伝送特性によつて受ける影響を p の両側に側帯波として落ちるひずみ成分に着目して論じた。しかし $p \gg q$ なる限り p についてのみ考えれば充分であるという結論を得た。

そこで本節では副搬送波周波数 p の測定誤差に及ぼす影響を論じよう。

この問題は3.1節で用いたCarsonの理論から数式的に求めることも可能であるが、それよりもベクトル図的に求められた式(18)を用いた方が後に数値計算を行うのに便利である。

角周波数 p なる正弦波で変調されたFM波が図3.1に示すとき振巾特性および位相特性をもつた回路を通つて、その出力側で変調波 p の周波数偏移が k 倍になり、位相角が φ だけ遅れたとすると第1側帯波のみを考慮する場合は

$$k = \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{g_u}{g_1}\right)^2 + \left(\frac{g_1}{g_0}\right)^2 + 2 \frac{g_u}{g_0} \frac{g_1}{g_0} \cos 2\alpha} \quad 3.2.1$$

$$\varphi = \beta + \gamma \quad 3.2.2$$

$$\alpha = \frac{\theta_u + \theta_1 - 2\theta_0}{2} \quad 3.2.3$$

$$\beta = \frac{\theta_u - \theta_1}{2} \quad 3.2.4$$

$$\gamma = \tan^{-1} \left(\frac{g_u - g_1}{g_u + g_1} \right) \tan \alpha \quad 3.2.5$$

となる。(18)

3.2.2式が示すように変調波 p の遅れ角は φ は位相特性のみによる遅れ角 β と、振巾特性位相特性両者の影響による遅れ角 γ との和である。 γ の値は p の関数であり、 p の選び方によつて γ は変化する。ゆえに遅延特性測定の見地よりすれば γ は誤差とみなされる。

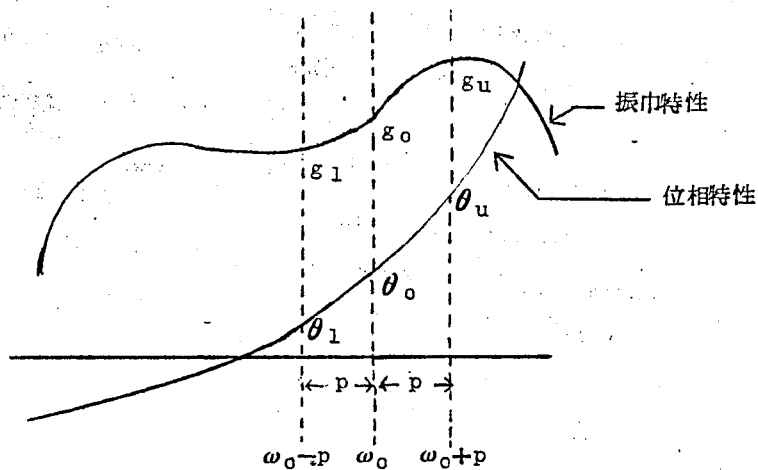


図 3. 1

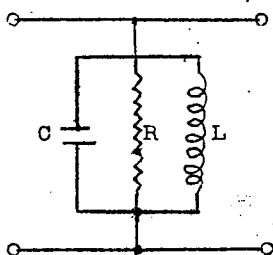


図 3. 2

いま 1 例として図 3.2 に示すような単同調回路の場合について誤差を検討しよう。図 3.2 において

$$Q = \frac{\omega_r L}{R} \quad \omega_r : \text{共振角周波数}$$

$$x = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r} \quad 3.2.7$$

とすると、この回路の ω_r における振巾で正規化した振巾特性 $g(\omega)$ とすれば

$$g(\omega) = (1 + 4Q^2 x^2)^{-\frac{1}{2}} \quad 3.2.8$$

また位相特性を $\theta(\omega)$ とすれば

$$\theta(\omega) = \tan^{-1}(-2Qx)$$

3.2.9

で与えられる。

まず搬送波が同調点にあるときを考えると、式 3.2.8 より上側帯波の振巾 g_u および下側帯波の振巾 g_l は

$$g_u = (1 + 4Q^2 \frac{p^2}{\omega_r^2})^{\frac{1}{2}}$$

$$g_l = (1 + 4Q^2 \frac{p^2}{\omega_r^2})^{\frac{1}{2}}$$

ゆえに式 3.2.5 より

$$r = 0$$

となり、この場合には誤差は生じない。

次に例えば搬送波が振巾特性の 3 dB 落ちの点（周波数の高い側とする）にあるときを考えると、この場合の搬送波 ω_0 に対する x を x_0 とすれば

$$x_0 = \frac{1}{2Q}$$

$$\frac{\omega_0 - \omega_r}{\omega_r} = \frac{1}{2Q}$$

$$\therefore \omega_0 = \frac{\omega_r}{2Q} + \omega_r$$

上側帯波および下側帯波の角周波数および x をそれぞれ ω_u, ω_l および x_u, x_l とすれば

$$\omega_u = \omega_0 + p = \frac{\omega_r}{2Q} + \omega_r + p$$

$$\omega_l = \omega_0 - p = \frac{\omega_r}{2Q} + \omega_r - p$$

$$\therefore x_u = \frac{\omega_u - \omega_r}{\omega_r} = \frac{1}{2Q} + \frac{p}{\omega_r} = \frac{1}{2Q} + z$$

$$x_l = \frac{1}{2Q} - \frac{p}{\omega_r} = \frac{1}{2Q} - z$$

$$\text{ただし } z = \frac{p}{\omega \tau}$$

ゆゑに搬送波，上側帯波，下側帯波の正規化振巾をそれぞれ g_0, g_u, g_l とすれば式 3.2.8 よ

$$g_0 = \left(1 + \frac{4Q^2}{4Q^2} \right)^{\frac{1}{2}} = \sqrt{2} \quad 3.2.10$$

$$g_u = \left\{ 1 + 4Q^2 \left(\frac{1}{2Q} + z \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad 3.2.11$$

$$g_l = \left\{ 1 + 4Q^2 \left(\frac{1}{2Q} - z \right)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad 3.2.12$$

$z = \frac{p}{\omega \tau} \ll 1$ として式 3.2.11, 3.2.12 における z^2 の項を省略すると

$$g_u = (2 + 4Qz)^{\frac{1}{2}}$$

$$g_l = (2 - 4Qz)^{\frac{1}{2}}$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{g_u - g_l}{g_u + g_l} &= \frac{g_u^2 - g_l^2}{(g_u^2 + g_l^2)} \\ &= \frac{2Qz}{1 + \sqrt{1 - 4Q^2 z^2}} \end{aligned}$$

$$\doteq Qz$$

ただし $4Q^2 z^2 \ll 1$ と仮定する。

つぎに搬送波，上側帯波，下側帯波の位相をそれぞれ $\theta_0, \theta_u, \theta_l$ とすれば式 3.2.9 より

$$\theta_0 = \tan^{-1} \left(-2Q \frac{1}{2Q} \right) = -\frac{\pi}{4} \quad 3.2.14$$

$$\theta_u = \tan^{-1} (-1 - 2Qz) = -\frac{\pi}{4} - \Delta\theta_u \quad 3.2.15$$

$$\theta_l = \tan^{-1} (-1 + 2Qz) = -\frac{\pi}{4} + \Delta\theta_l \quad 3.2.16$$

式 3.1.3 より

$$\alpha = \frac{\theta_u + \theta_l - 2\theta_o}{2}$$

$$= \frac{\Delta\theta_l - \Delta\theta_u}{2} \quad 3.2.17$$

したがって式 3.2.5, 式 3.2.13, 式 3.2.17 より

$$\gamma = \tan^{-1} \left\{ QZ \tan \left(\frac{\Delta\theta_l - \Delta\theta_u}{2} \right) \right\} \quad 3.2.18$$

($\Delta\theta_l - \Delta\theta_u$) および γ が小さいときは

$$\gamma \doteq + \frac{QZ}{2} (\Delta\theta_l - \Delta\theta_u) \quad 3.2.19$$

$$\Delta\theta_l - \Delta\theta_u = \frac{\pi}{2} + \tan^{-1}(-1 + 2QZ) + \tan^{-1}(-1 + 2QZ) \quad 3.2.20$$

$$\text{ここに } Z = \frac{p}{\omega_T}$$

$$\therefore QZ = \frac{pQ}{\omega_T} = \frac{p}{B} \quad 3.2.21$$

ただし B は 3 db 落の帯域幅である。

$$\therefore \gamma = \frac{p}{2B} \left\{ \frac{\pi}{2} + \tan^{-1} \left(-1 + \frac{2p}{B} \right) + \tan^{-1} \left(-1 - \frac{2p}{B} \right) \right\} \quad 3.2.22$$

従つて γ は $\frac{p}{B}$ を与えれば計算できる。図 3.3 は単同調回路の同調点より 3db 落の点において生ずる誤差 γ と $\frac{p}{B}$ の関係を示す曲線である。例えば $p = 200 \text{ k\%}$, $B = 20 \text{ M\%}$ の場合の γ は $\frac{p}{B} = 0.01$ なる故に図 3.3 より $\gamma = 0.1 \times 10^{-3} \text{ rad}$, すなわち $0.08 \text{ m}\mu\text{S}$ であるが, $p = 4 \text{ M\%}$, $B = 20 \text{ M\%}$ の場合の γ は $\gamma = 41 \times 10^{-3} \text{ rad}$, すなわち $1.6 \text{ m}\mu\text{S}$ の誤差となる。

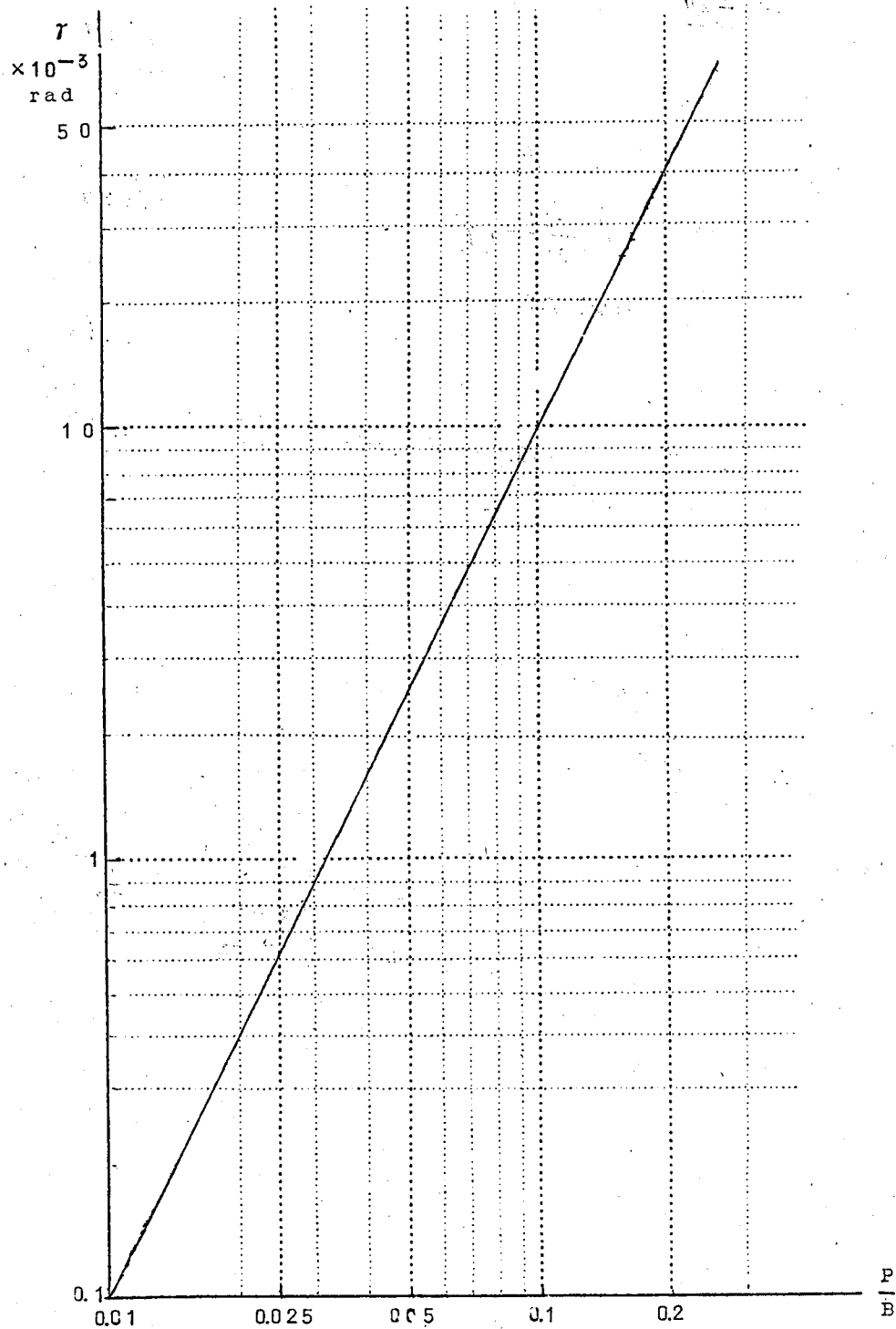


図 3.3 単同調回路における γ と P/B との関係

次に式3.2.4に示す β について考察しよう。式3.2.4は位相特性のみによつて変調波 p が受ける遅れ角を与えるものであり、 p が充分小さく ω_u と ω_l との間の位相特性を直線とみなし得る場合には、 $\beta = p s \theta$ すなわち式1.6と同一になる。しかし p が大きい場合には、 ω_u と ω_l との間が直線とみなし得なくなり、誤差を生ずる。いま被測定系の遅延特性を $\tau(\omega)$ とすれば

$$\beta = \frac{\theta_u - \theta_l}{2} = \frac{1}{2} \int_{\omega_l}^{\omega_u} \tau(\omega) d\omega$$

故に $\tau(\omega)$ が例えば図3.4に示されるような特性の場合には

$$\beta = \frac{1}{2} [A B C D O] \text{の面積}$$

で与えられる。

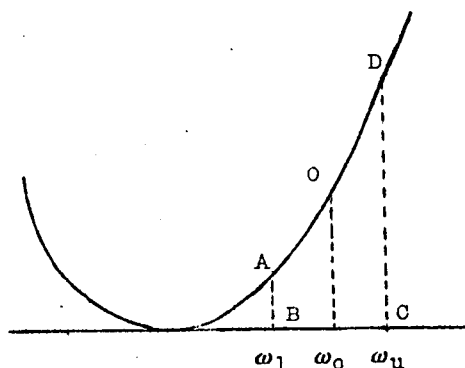


図 3.4

従つて例えば図3.5(a)に示すように ω_l と ω_u との間に幅のせまい棚があるような位相特性の場合、遅延特性の真値は図3.5(b)に示すように棚に相当する所にDippを持つが、実際の測定値では図3.5(c)に示すようにDippは目立たなくなる。

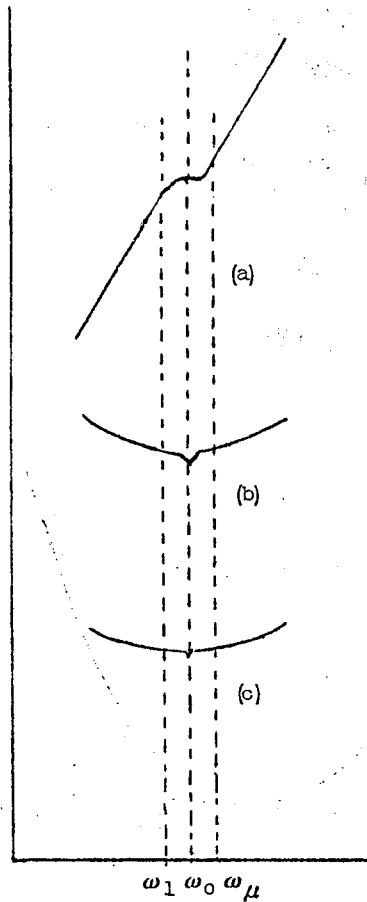


図 3.5

3.3 位相計部の帯域巾

3.1 節において証明したように遅延特性測定において掃引角周波数を q とすれば、副搬送波 (p) は一般に q を基本波としてその高調波を含んだ波形によって位相変調を受ける。(式 3.1.19 参照)

被測定系の遅延特性が比較的単純な場合には位相変調波形はさほどの高調波成分を含まないが、無線回線の遅延特性を測定するような場合には中継所のフイーダ系のエコー、或は伝播歪等が相加して相当複雑な遅延特性になることがある。したがってこのような複雑な遅延特性を忠実に表示するためには測定器の位相計部(副搬送波増巾器、通倍器、垂直軸増巾器等)にそれだけの帯域巾が必要となる。

副搬送波は位相変調を受けるが変調指数が極めて小さい(副搬送波が200 kcの場合1 mμsにつき0.001256 ラジアン)ため角度変調であることによる側帯波のひろがりやを考慮する必要はない。

式3.1.19により一般にn次の冪級数に展開できる位相特性は、副搬送波の両側に第(n-1)側帯波までを発生することがわかる。したがってこの場合の帯域の平坦領域は少なくとも、 $2(n-1)q$ が必要である。帯域特性が平坦でない場合には側帯波の大きさが相対的に変化し特性が忠実に表示されない。したがって副搬送回路の帯域特性は要求される測定確度によつて平坦度が規定される。

なお、位相変調度が小さいため側帯波の大きさと位相変調度とは比例すると考えてよい。

したがって例えば第m側帯域波の振巾が1%だけ相対的に小さくなれば第m次の遅延特性は1%だけ小さく測定される。

冪級数展開が困難であるような複雑な形の遅延特性が与えられた場合には、その波形を調波分析して必要な帯域巾を知ることができる。例えば図3.7に示すような遅延特性について70±5 Mcの範囲をm等分し、第n調波の振巾係数を b_n とし、 y_1 を第1区間の中央における高さとなれば b_n は

$$b_n = \frac{2}{m} \left\{ y_1 \cos\left(\frac{n\pi}{m}\right) + y_2 \cos\left(\frac{3n\pi}{m}\right) + \dots + y_1 \cos\left(\frac{21-n}{m}n\pi\right) \right. \\ \left. \dots \dots \dots + y_m \cos\left(\frac{2m-1}{m}n\pi\right) \right\} \quad 3.3.4$$

によつて与えられる。

したがって b_n が充分小さくなるところまでの帯域巾が必要となる。

つぎに測定器が必要充分な帯域巾をもっているかどうかを検討するにはつぎの方法による。掃引周波数は一定であるから搬送周波数が一端から他端まで変化するに要する時間は掃引巾に無関係に一定である。(例えば50%掃引の場合は10 ms)。しかるに掃引している帯域内の遅延特性は一般に掃引巾が小さい程単純になつてゆくからこれに含まれる高次高調波成分も少なくなつて行く。したがって例えば図3.8に示すごとく帯域内にコブ状の遅延特性がある場合、これが忠実に表わされているかどうかは掃引巾を変化してみてコブの高さhが変化するかどうかをみればよい。掃引巾を拡げて行つてコブの高さが減少始める点はその測定器の掃引巾の限界である。

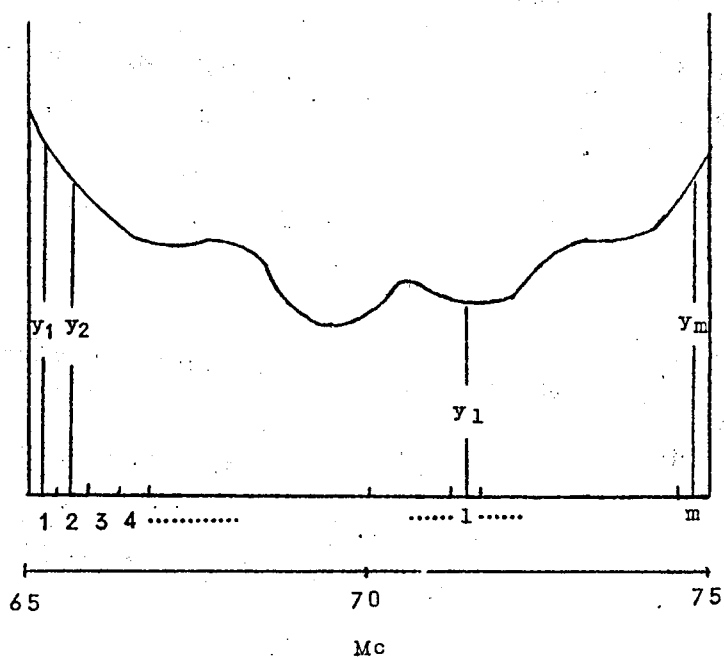


図 3.7 遅延特性の調波分析

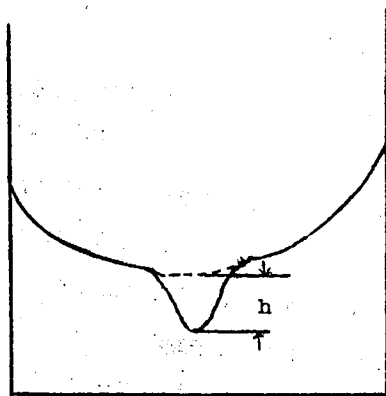


図 3.8 コップ状の遅延特性

3.4 位相校正器の確度

遅延特性測定器において、ブラウン管上に表示された遅延特性を数値的に校正するためには位相校正器が必要である。一般に位相の校正は副搬送波の位相を一定量だけ推移することによって行われる。すなわち位相変調を受けた副搬送波と基準副搬送波（無変調）との比較を位相計部に於て行う場合、どちらかの位相を或る位置から一定量推移せしめると、ブラウン管上の遅延特性像はその移相量に相当するだけ上（又は下）にその位置を移動する。この移動量および移動の方向から遅延時間の値を校正し、且つ進み又は遅れの方法を知ることができる。また位相推移を適当な速さで反復切替える方法をとると、ブラウン管上には遅延特性像が2つ表われ、その間隔が既知移相量であるから校正は一層容易となる。

一般に校正用移相器は規準副搬送波回路にもうけられ、移相回路としてはC（又はL）Rより構成される集中定数型と遅延ケーブルを用いる分布定数型とがある。

3.4.1 集中定数型位相校正器

図3.9はC、Rより成る位相校正器の一例で E_0 は定電圧源であり、リレー（又はスイッチ）により E_0 と E_C とを切りかえる。移相器の負荷インピーダンスを ∞ とすれば、 E_0 と E_C との位相角は ϕ_0 は

$$\phi_0 = \arg \frac{Z_C}{R + Z_C}$$

$$= \tan^{-1}(-\omega CR)$$

3.4.1

ϕ_0 が小さいときは

$$\phi_0 \doteq -\omega CR$$

3.4.2

$\phi_0 = 0.01256 \text{ rad} (10 \text{ m}\mu\text{S})$ とすると、式3.4.2の近似による誤差は0.1% (0.01 mμS) 以下となつて無視できる。

しかしながら現実の回路においては、図3.10に示す如く、電源インピーダンス R_S が存在し、リレーの接点間容量 C_f がRに並列に入り、且つ負荷インピーダンス Z_g は有限で、これが接点a、bに交互に接続されるので誤差を生ずる。つぎにこの誤差を検討しよう。

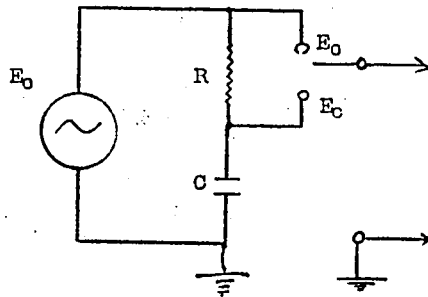


図3.9

Z_g は一般に次段真空管の入力容量 C_g とグリッドリーリ R_g の並列回路であるが, $C_g = 10$ pF とすると 200 Kc に対しては 80 K Ω となり, R_g は一般に 500 K $\Omega \sim 1$ M Ω であるからここでは $Z_g \doteq \frac{1}{j\omega C_g}$ として取扱う。また

$$Z_c = \frac{1}{j\omega c}, \quad Z'_c = \frac{1}{j\omega c'}$$

とする。

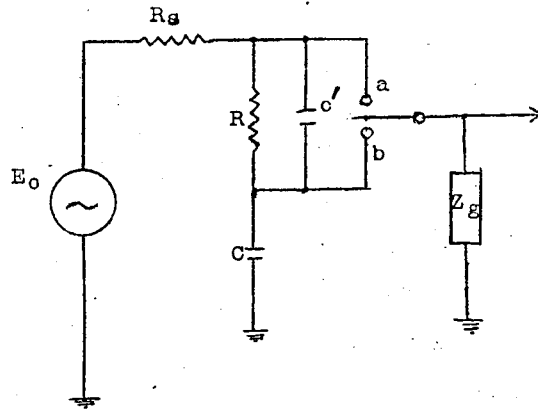


図 3.10

(a) Z_g が接点 a に接続されているとき

E_0 に対する E_g の移相量を ϕ_a とすれば

$$\phi_a = \arg \left[\frac{\{RZ_c' + Z_c(R + Z_c')\} Z_g}{R_s(Z_c + Z_g)(R + Z_c') + Z_c Z_g(R + Z_c') + RZ_c'(R_s + Z_g)} \right]$$

$$= \arg \left[\frac{\frac{\omega CR + \omega C' R}{\omega^3 C C' C_g} - j \frac{1}{\omega^3 C C' C_g}}{-\frac{\omega C' R + R_s(\omega C_g + \omega c) - \omega CR}{\omega^3 C C' C_g} + j \frac{1 - R R_s \omega^2 C' (C_g + C) + \omega^2 R R_s C C_g}{\omega^3 C C' C_g}} \right]$$

$$= \tan^{-1} \left[\frac{\{ \omega C' R + \omega R s (C_g + C) - \omega C R \} + \omega (C' + C) R \{ 1 - R R s \omega^2 C' (C_g + C) + \omega^2 R R s C C_g \}}{\omega (C + C') R \{ \omega C' R + \omega R s (C_g + C) - \omega C R \} - \{ 1 - R R s \omega^2 C' (C_g + C) + \omega^2 R R s C C_g \}} \right]$$

$$\div \frac{2\omega C' R + \omega (C_g + C) R s - \omega^3 R^2 R s (C + C') (C' C_g + C' C + C C_g)}{\omega^2 R R s C^2 - \omega^2 C^2 R^2 + \omega^2 C' ^2 R^2 + 2\omega^2 R R s C' (C_g + C) - 1} \quad 3.4.3$$

$\omega C R \ll 1$ なるときは、式 3.4.3 の分母、分子の ω^2 、 ω^3 の項は無視できる。よつて

$$\phi_a = -2\omega C' R - \omega (C_g + C) R s \quad 3.4.4$$

(b) Z_g が接点 b に接続されているとき E_o に対する E_g の移相量を ϕ_b とすれば

$$\begin{aligned} \phi_b &= \arg \left[\frac{(R + Z_{c'}) Z_c Z_g}{R s (Z_c + Z_g) (R + Z_{c'}) + Z_c Z_g (R + Z_{c'}) + R Z_{c'} (Z_c + Z_g)} \right] \\ &= \arg \left[\frac{-\frac{\omega C' R}{\omega^3 C C' C_g} + j \frac{1}{\omega^3 C C' C_g}}{\frac{\omega C' R + \omega R s (C + C_g) + \omega R (C + C_g)}{\omega^3 C C' C_g} + j \frac{1 - \omega^2 R R s C' (C_g + C)}{\omega^3 C C' C_g}} \right] \\ &= \tan^{-1} \left[-\frac{\omega (C_g + C) (R s + R) + \omega^3 R^2 R s (C_g + C) C' ^2}{\omega^2 C' ^2 R^2 + \omega^2 C' ^2 R (R s + R) (C_g + C) - \omega^2 R R s (C_g + C) C' + 1} \right] \\ &\div \frac{-\omega (C_g + C) (R s + R) - \omega^3 R^2 R s (C_g + C) C' ^2}{\omega^2 C' ^2 R^2 + \omega^2 C' ^2 R (R s + R) (C_g + C) - \omega^2 R R s (C_g + C) C' + 1} \quad 3.4.5 \end{aligned}$$

前と同様に ω^2 および ω^3 の項を無視すれば

$$\phi_b = -\omega (C_g + C) (R s + R) \quad 3.4.6$$

従つて実際の移相量を ϕ_o とすれば、3.4.4 および 3.4.6 より

$$\begin{aligned} \phi_o' &= \phi_b - \phi_a \\ &= -\omega (C_g + C) (R s + R) + 2\omega C' R + \omega (C_g + C) R s \\ &= -\omega (C_g + C - 2C') R \quad 3.4.7 \end{aligned}$$

理想移相器の移相量 ϕ_0 は式3.4.2より

$$\phi_0 = -\omega CR$$

一例として $\phi_0 = 0.01256 \text{ rad} (10 \text{ m}\mu\text{s})$ $\omega = 2\pi \times 200 \text{ Kc}$, $R = 20 \Omega$ とすれば

$$C = 500 \text{ PF}$$

となる。従つて式3.4.7において

$$C_g + C - 2C' = 500 \text{ PF}$$

3.4.8

になるように C の値をえらばねばならない。

位相切替器として超小型リレーを用いた場合、実測によれば $C' = 50 \sim 60 \text{ PF}$ 程度である。 $C' = 50 \text{ PF}$, $C_g = 10 \text{ PF}$ とすれば

$$C = 590 \text{ PF}$$

となる。以上の計算は R_s が R と同程度以下という仮定の下に成立しており、 R_s がきわめて大きい場合は式3.4.3及び式3.4.5において ω^2 , ω^3 の項が無視できなくなり、誤差は大となる。従つて移相器の駆動電源はなるべく電源インピーダンスを低くするよう、例えばカソードフォロワを使用するのが適当である。

3.4.2 分布定数型位相較正器

分布定数型位相較正器としては、構造の均一性、長期間の安定性、取扱いの容易さ、占有空間の小さいこと等が要求されるが、現在の所、この要求を充すものとしてはポリエチレン充填の同軸ケーブルが最適と思われる。

分布定数型位相較正器の特徴は、副搬送波の移相器としてばかりでなく、マイクロ波帯あるいはVHF帯の群遅延時間の較正器として使用できる点にある。章5に述べる4000 Mc 中継機用遅延特性測定器においては、マイクロ波が中間周波に変換される部分（周波数変換器）で副搬送波の位相の比較を行つているが、このような測定方式における位相較正器は必然的に分布定数型が適当となる。

損失のある同軸ケーブルの位相定数は次の式で与えられる。

$$\beta = \beta' \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\alpha_c}{\beta'} - \frac{\alpha_d}{\beta'} \right)^2 \right] \quad 3.4.9$$

ここに

β' : 無損失の場合の位相定数

$$\beta' = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{k} \quad 3.4.10$$

k = 誘電体の誘電率

α_c : 導体損失

α_d : 誘電体損失

5 D-2 W ポリエチレンケーブルについて式 3.4.9 を計算すると

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\alpha_c}{\beta'} - \frac{\alpha_d}{\beta'} \right) = 2.75 \times 10^{-8}$$

となり、 $\beta = \beta'$ と考えることができる。

式 3.4.10 よりケーブルの遅延時間 τ_0 ($\text{m}\mu\text{s}/\text{m}$) を求めると

$$\tau_0 = \frac{\beta}{\omega} = \frac{2\pi}{\lambda \omega} \sqrt{k} = \frac{\sqrt{k}}{c}$$

ポリエチレンの場合

$$k = 2.292$$

$$c = 3 \times 10^8 \text{ m}$$

$$\therefore \tau_0 = \frac{\sqrt{2.292}}{3 \times 10^8} \text{ sec/m} = 5.04 \text{ m}\mu\text{s/m}$$

すなわち 1 m 当り約 $5 \text{ m}\mu\text{s}$ となる。

しかしながら、一般に同軸ケーブルの両端には接栓がとりつけられ、且つ規定の長さにケーブルを切断するときには、いわゆる Slip Error と称する誤差を生ずる。接栓による誤差はケーブルが長い程、率としては小さくなり、一方 Slip Error はケーブルが長い程大きくなり易い。そのほか誤差の原因としては、誘電率のばらつきによる誤差と、ケーブル終端の不整合による誤差とが考えられる。

次にケーブル終端の不整合による誤差を検討しよう。

図 3.11 に示すような伝送

線路の負荷 R_2 の端子電圧は
次式により与えられる。

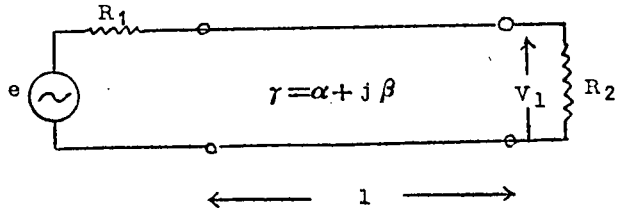


図 3.11

$$V_1 = \frac{eR_2}{(R_1+R_2)\cosh\gamma l + (1-R_1R_2)\sinh\gamma l} \quad 3.4.12$$

したがってその位相角を ϕ とすると

$$\phi = \tan^{-1} \left[\frac{1+F}{1-F} \tan \beta l \right] \quad 3.4.13$$

ここに

$$\left. \begin{aligned} \Gamma &= r_1 r_2 e^{-2\alpha l}, \quad r_1 = \frac{R_1-1}{R_1+1}, \quad r_2 = \frac{R_2-1}{R_2+1} \\ \beta &= \frac{2\pi}{\lambda_g} l \end{aligned} \right\} \quad 3.4.13'$$

遅延時間 $\tau (=d\phi/d\omega)$ を求めれば

$$\tau = \frac{1-\Gamma^2}{1+\Gamma^2-2\Gamma\cos 2\beta l} \frac{1}{v_g} \quad 3.4.14$$

但し v_g : 群速度

式 3.4.14 に よ れば遅延時間は図 3.12 に示すように脈状に変化する。 $\Gamma \ll 1$ なるときは、式 3.4.14 の Γ^2 の項は無視できて

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{1}{1-2\Gamma\cos 2\beta l} \frac{1}{v_g} \\ &\doteq (1+2\Gamma\cos 2\beta l) \frac{1}{v_g} \end{aligned} \quad 3.4.15$$

従って Γ による τ の誤差を $\Delta\tau$ とすれば

$$\Delta\tau = \tau_0 \cdot 2\Gamma\cos 2\beta l \quad 3.4.16$$

$$\text{但し } \tau_0 = \frac{1}{v_g}$$

$\Delta\tau$ の最大値は $\cos 2\beta l = \pm 1$ の場合に生じ、その場合の $\Delta\tau/\tau_0 = 0.05$ にするため

$$\text{には } \Gamma = 0.025$$

となる。簡単のため、 $r_1 = r_2 = r_0$, $e^{-2\alpha l} = 1$ とすれば

$$\tau_0 = \sqrt{0.025} = 0.158$$

となる。すなわち，ケーブル終端の不整合による遅延時間誤差を5%以下にするためには， $\tau_0 = 0.158$ (VSWR=1.36) 以下にしなければならない。

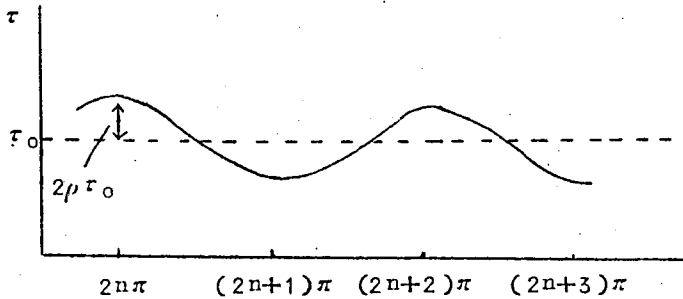


図 3.1 2

3. 5. 周波数変換器の遅延特性

遅延特性測定器は図 1. 1 に示す如く，原理的構成には周波数変換器は含まれない。しかしながら現実には精度の高い遅延特性測定器を構成しようとすると，周波数変換器を使用せざるを得ないことが多い。とくにマイクロ波遅延特性測定器の場合には，一般に測定器受信部の入力でマイクロ波を中間周波に変換するので，必然的に周波数変換器が使用される。したがって周波数変換器の遅延特性は，常に被測定系の遅延特性に相加され誤差となる。

そのため，周波数変換器の遅延特性についてその性質を理論的に明らかにしておくことは極めて重要である。

3. 5. 1 周波数変換器の一般論

周波数変換器の特性を論ずる場合，変換器で発生する映像周波成分の終端条件が変換損失，遅延特性等変換器の伝送特性に影響を与える。(20)(21)したがって周波数変換器は，入力周波数，出力周波数および映像周波数の3対の端子をもった6端子回路網として取扱わねばならない。

いま，周波数変換器の等価回路を図 3. 1. 3 (a) に示すときものとし，これに映像周波数

成分に対するインピーダンス Z_k を考慮すれば，図 3.1.3 (b) に示すごとくなる。

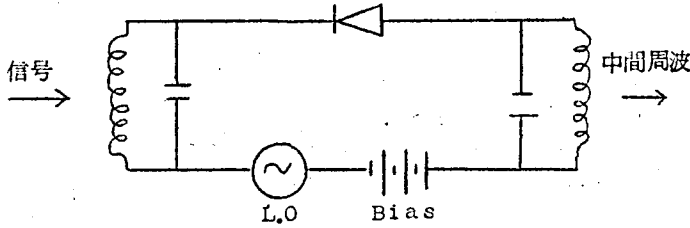


図 3.1.3 (a)

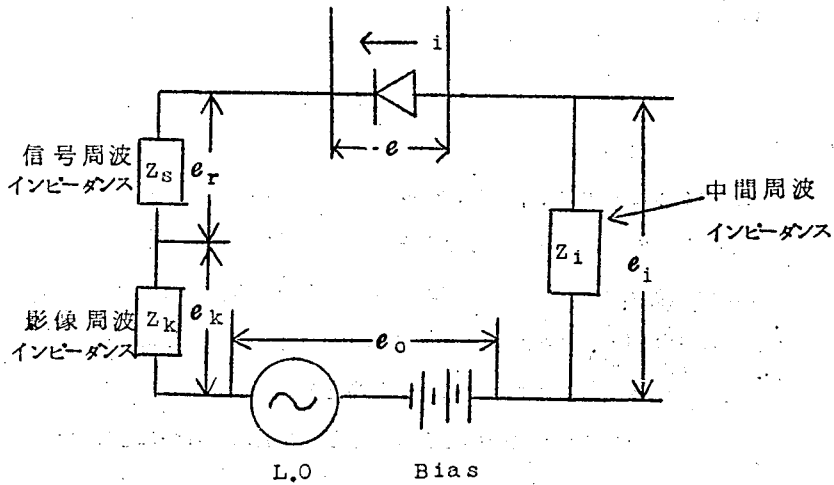


図 3.1.3 (b)

鉾石に流れる電流を i ，鉾石にかかる電圧を e とすると

$$i = f(e) = f(e_o + e_r + e_k + e_i) \quad 3.5.1$$

ここに

e_o : 局発電圧および直流バイアス電圧

$$e_o = E_o + E_L \cos \omega_L t$$

e_r : 入力信号電圧

$$e_r = E_r \sin \omega_r t$$

e_k : 映像周波電圧

$$e_k = -E_k \sin \omega_k t$$

e_i : 出力(中間周波)信号電圧

$$e_i = -E_i \sin \omega_i t$$

式3.5.1を e_0 につきTaylor展開すると

$$i = f(e_0) + (e_r + e_k + e_i) f'(e_0) + \dots \quad 3.5.2$$

$$\text{ここに } f'(e_0) = \left| \frac{\partial i}{\partial e} \right|_{e=e_0} = g(e_0)$$

$$i = f(e_0) + (e_r + e_k + e_i) g(e_0) + \dots \quad 3.5.3$$

式3.5.3において、第1項の $f(e_0)$ は変換作用に無関係で、おもに第2項が変換作用をあらわす。したがって変換作用にのみ着目すれば

$$i = (e_r + e_k + e_i) g \quad 3.5.4$$

ここに g は e_0 すなわち局発電圧の函数であるから、 g は局発周波数 ω_L を基本波とする周波数で変化する。そこで g をFourier級数に展開すると

$$g = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n \omega_L t \quad 3.5.5$$

ここに

$$g_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g d(\omega_L t)$$

$$g_n = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g \cos n \omega_L t d(\omega_L t)$$

$n=2$ までを考えると

$$g = g_0 + 2g_1 \cos \omega_L t + 2g_2 \cos 2\omega_L t \quad 3.5.6$$

式 3.5.6 を式 3.5.4 に代入し、 $\omega_r, \omega_k, \omega_i$ 以外の周波数成分を無視すると、次の電流平衡式が得られる。

ω_r 成分に関し

$$I_r = (g_0 + Y_r) E_r - g_1 E_i + g_2 E_k \quad 3.5.7 a$$

ω_i 成分に関し

$$0 = +g_1 E_r - (g_0 + Y_i) E_i + g_1 E_k \quad 3.5.7 b$$

ω_k 成分に関し

$$0 = -g_2 E_r + g_1 E_i - (g_0 + Y_k) E_k \quad 3.5.7 c$$

ここに※印は共轭値を示し、 Y_r, Y_i, Y_k はそれぞれの周波数端子に接続された終端アドミタンスである。式 3.5.7 a, b, c をマトリクス表示すれば

$$\begin{bmatrix} I_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_0 + Y_r) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_i) & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r \\ E_i \\ E_k \end{bmatrix} \quad 3.5.8$$

式 3.5.8 が周波数変換器の特性をあらわす基本式であり、その等価回路は図 3.1 4 に示すごとくになる。(20)

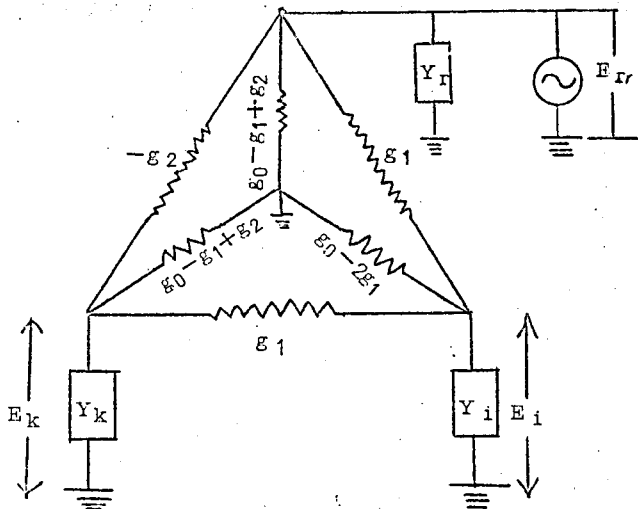


図 3.1 4

式3.5.8を E_1 について解けば

$$E_1 = -\frac{A'}{A} I_r \quad 3.5.9$$

ここに

$$A' = \begin{vmatrix} +g_1 & +g_1 \\ -g_2 & -(g_0 + Y_k) \end{vmatrix}$$

$$A = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_r) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_i) & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_k) \end{vmatrix}$$

したがって周波数変換器の伝達アドミッタンスを Y_T とすれば

$$Y_T = \frac{I_r}{E_1} = -\frac{A}{A'} \quad 3.5.10$$

いま, Y_r, Y_k, Y_i はそれぞれが特性アドミッタンス Y_0 なる伝送線路を介して変換器に接続され, 変換器側から見たそれぞれの反射係数を, $\gamma_r, \gamma_k, \gamma_i$ とすると

$$\left. \begin{aligned} Y_r &= Y_0 \frac{1 - \gamma_r e^{-2j\theta_r}}{1 + \gamma_r e^{-2j\theta_r}} \\ Y_k &= Y_0 \frac{1 - \gamma_k e^{-2j\theta_k}}{1 + \gamma_k e^{-2j\theta_k}} \\ Y_i &= Y_0 \frac{1 - \gamma_i e^{-2j\theta_i}}{1 + \gamma_i e^{-2j\theta_i}} \end{aligned} \right\} \quad 3.5.11$$

ここに, $\theta_r, \theta_k, \theta_i$ はそれぞれの伝送線路の電気角である。

従つて変換器の位相特性を \ominus とすると

$$\ominus = \arg Y_T \quad 3.5.12$$

変換器の遅延特性を T とすれば、 T は式 3.5.1 2 を ω_r で微分して得られる。簡単のため ε_0 , ε_1 , ε_2 および r_r , r_k , r_i を帯域内で一定と仮定すれば

$$\begin{aligned}
 T &= \frac{d\Theta}{d\omega_r} = \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_r} \frac{d\theta_r}{d\omega_r} + \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_k} \frac{d\theta_k}{d\omega_r} + \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_i} \frac{d\theta_i}{d\omega_r} \\
 &= \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_r} \frac{d\theta_r}{d\omega_r} + \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_k} \frac{d\theta_k}{d\omega_r} + \frac{\partial\Theta}{\partial\theta_i} \frac{d\theta_i}{d\omega_r} \frac{d\omega_i}{d\omega_r}
 \end{aligned}
 \tag{3.5.1 3}$$

式 3.5.1 3 が周波数変換器の遅延特性をあらわす式である。

本節では変換器のコンダクタンス g は局発電圧のみによって変化し、入力信号電圧による g の変化は無視した。すなわち入力信号電圧 E_r は微少であると仮定した。

従って E_r が大なときは、 E_r による g の変化は無視できなくなる。この場合については 3.5.3 において検討することとする。

3.5.2 受信周波数変換器の遅延特性

受信周波数変換器の場合、入力角周波数を ω_i とすれば、局発周波数はこれより中間波 ω_i に等しいだけ高く(又は低く)とる。したがって中間周波 ω_i 、および映像周波 ω_k は

$$\omega_i = \omega_c \sim \omega_r$$

$$\omega_k = 2\omega_c - \omega_r$$

となる。また受信入力レベルは一般に局発入力レベルよりはるかに低いため、入力信号による鉱石コンダクタンスの変化は無視できると仮定する。

周波数変換器の遅延特性は式5.8および式5.11によつて示されるように ω_r , θ_r , ω_i 各端子に伝送線を介して接続された負荷の反射係数 Γ_r , Γ_k , Γ_i , および電気角 θ_k , θ_i の関数である。そこで Γ_r , Γ_k , Γ_i の色々な場合について受信周波数変換器の遅延特性を検討しよう。但し簡単のため、ここでは Γ_r , Γ_k , Γ_i は周波数に無関係に一定の値であると仮定する。

a) $\Gamma_r = \Gamma_k = 0$ なる場合

この場合は、 $Y_r = Y_k = Y_0$ となり式3.5.8は

$$\begin{bmatrix} I_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_i) & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r \\ E_i \\ E_k \end{bmatrix} \quad 3.5.14$$

したがって伝達アドミタンス Y_t は

$$Y_t = -\frac{I}{E_i} = \frac{A_0 - A_{02} Y_i}{g_1 (Y_0 + g_0 - g_2)} \quad 3.5.15$$

ここに

$$A_0 = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -g_0 & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_0) \end{vmatrix}$$

$$A_{02} = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & +g_2 \\ -g_2 & -(g_0 + Y_0) \end{vmatrix}$$

である。

$$Y_i = \frac{1 - \Gamma_i e^{-2j\theta_i}}{1 + \Gamma_i e^{-2j\theta_i}} Y_0$$

を式 5.14 に代入し, Y_i の位相角を Θ_i を求めると

$$\Theta_i = \arg Y_i$$

$$= -\tan^{-1} \frac{2 \Delta_{02} Y_0 r_i \sin 2\theta_i}{\Delta_0 (1 + 2 r_i \cos 2\theta_i + r_i^2) - \Delta_{02} Y_0 (1 - r_i^2)}$$

$$= -\tan^{-1} \frac{4 r_i \Delta_{02} Y_0 \cot \theta_i}{\Delta_0 (1 - r_i)^2 - \Delta_{02} Y_0 (1 - r_i^2) + 4 r_i \Delta_0 \cot^2 \theta_i \sin^2 \theta_i}$$

$$= -\tan^{-1} \frac{K_3 \sin \theta_i \cos \theta_i}{K_1 + K_2 \cos^2 \theta_i}$$

ここに

$$K_1 = \Delta_0 (1 - r_i)^2 - \Delta_{02} Y_0 (1 - r_i^2)$$

$$K_2 = 4 r_i \Delta_0$$

$$K_3 = 4 r_i \Delta_{02} Y_0$$

したがって遅延特性を T_i とすると

$$T_i = \frac{d\Theta_i}{d\omega_i} = \frac{d\Theta_i}{d\theta_i} \frac{d\theta_i}{d\omega_i} = \frac{d\theta_i}{d\omega_i}$$

しかるに

$$\theta_i = \beta_i \ell_i \quad (\beta_i = \text{線路の位相定数} \quad \ell_i = \text{線路の長さ})$$

$$\omega_i = \omega_c - \omega_r \quad (\omega_c > \omega_r \text{ とする})$$

$$\therefore \frac{d\theta_i}{d\omega_i} = \frac{d\beta_i}{d\omega_i} \ell_i = T_i \ell_i$$

$$\frac{d\omega_i}{d\omega_r} = -1$$

3. 5. 18

ここに T_i は中間波が単位長さの線路を伝はんする時間で ℓ_i は線路の長さである。

$$\frac{d\Theta_i}{d\theta_i} = - \frac{K_3 (K_1 + K_2) \cos^2 \theta_i - K_1 K_3 \sin^2 \theta_i}{(K_1 + K_2 \cos^2 \theta_i)^2 + (K_3 \sin \theta_i \cos \theta_i)^2}$$

$$\therefore T_1 = \frac{K_3 (K_1 + K_2) \cos^2 \theta_i - K_1 K_3 \sin^2 \theta_i}{(K_1 + K_2 \cos^2 \theta_i)^2 + (K_3 \sin \theta_i \cos \theta_i)^2} = T_1 \ell_i \quad 3.5.19$$

式3.5.19が $r_r = r_k = 0$, $r_i \neq 0$ なる場合の受信周波数変換器の遅延特性を与える式である。 $T_1 = 0$ になる条件は

$$K_3 = 0 \quad 3.5.20a$$

$$(K_1 + K_2) \cos^2 \theta_i = K_1 \sin^2 \theta_i \quad 3.5.20b$$

$r_i \ll 1$ とすると式3.5.20bより

$$r_i = \frac{A_{02} Y_0 - A_0}{2 A_0} \frac{1 - \tan^2 \theta_i}{1 + \tan^2 \theta_i} \quad 3.5.20b'$$

式3.5.20aは $r_i = 0$, すなわち中間周波が整合終端である場合をあらわす。式3.5.20b'は r_i が鉱石の特性によつてきまる A_0 , A_{02} および電気角 θ_i によつてきまる値をとるときに遅延特性が0になることをあらわしているが、この条件を常に成立させることは困難である。したがつて実際的には3.5.20aのみが遅延特性を生じない条件といえる。

しかしながら章4に説明するような遅延特性測定方式では入力信号が掃引されると同時に局発が掃引されて、中間周波 ω_i は殆ど完全に一定(40MC)となり、式5.18 $\frac{d\omega_i}{d\omega_r} = 0$ となるので $T_1 = 0$ となる。すなわちこのような方式の場合は $r_r = 0$, $r_k = 0$ なる条件が満足されるならば $r_i \neq 0$ でも遅延特性は生じない。

b) $r_r = r_i = 0$ なる場合

この場合は $Y_r = Y_i = Y_0$ となり式3.5.8は

$$\begin{bmatrix} I_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_0) + g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r \\ E_i \\ E_k \end{bmatrix}$$

ゆえに伝達アドミッタンスを Y_T とすれば

$$Y_T = \frac{A_0 - A_{01} Y_k}{g_{12} (g_2 + g_0 - Y_k)} \quad 3.5.22$$

ここに

$$\Delta_0 = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_0) & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & +g_0 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_{01} = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_0) \end{vmatrix}$$

$$Y_k = Y_0 \frac{1 - r_k e^{-2j\theta_k}}{1 + r_k e^{-2j\theta_k}} \quad \text{を 3.5.2.2 に代入し, } \Theta_2 \text{ を求めると}$$

$$\Theta_2 = -\tan^{-1} \frac{4r_k \{ \Delta_0 Y_0 + (g_0 - g_2) \Delta_{01} Y_0 \} \cot \theta_k}{(g_0 - g_2 + Y_0) \{ \Delta_0 - \Delta_{01} Y_0 \} + r_k^2 (g_0 - g_2 - Y_0) (\Delta_0 + \Delta_{01} Y_0)} \quad 3.5.2.3$$

$$+ \frac{2r_k \{ (g_0 - g_2) \Delta_0 + \Delta_{01} Y_0^2 \}}{\sin^2 \theta_k}$$

$$+ \frac{4r_k \{ (g_0 + g_2) \Delta_0 + \Delta_{01} Y_0^2 \} \cot^2 \theta_k}{\sin^2 \theta_k}$$

(註) 信号入力回路に帯域濾波器がある場合には $r_k = -1$ (短絡) となるから,

Θ_2 は次式の如くなる。

$$\Theta_2 = \tan^{-1} \frac{\{ \Delta_0 Y_0 + (g_0 - g_2) \Delta_{01} Y_0 \} \cot \theta_k}{(g_0 - g_2) \Delta_0 + \Delta_{01} Y_0^2 \cot^2 \theta_k} \quad 3.5.2.4$$

この場合の遅延特性については、文献 (2.2) に詳細な報告がある。

式 3.5.2.3 は次式のごとく表わせる。

$$\Theta_2 = -\tan^{-1} \frac{K_3 \cot \theta_k}{\frac{K_1}{\sin^2 \theta_k} + K_2 \cot^2 \theta_k} \quad 3.5.2.5$$

ただし

$$K_1 = (g_0 - g_2 + Y_0) (A_0 - \overbrace{A_{01}}^{Y_0}) + r_k^2 (g_0 - g_2 - Y_0) (A_0 + A_{01} Y_0) \\ + 2 r_k (g_0 - g_2) A_0 + A_{01} Y_0^2 \}$$

$$K_2 = 4 r_k \{ (g_0 - g_2) A_0 + A_{01} Y_0^2 \}$$

$$K_3 = 4 r_k \{ A_0 Y_0 + (g_0 - g_2) A_{01} Y_0 \}$$

ゆえにこの場合の遅延特性: T_2 とすると

$$T_2 = \frac{d\Theta_2}{d\omega_r} = - \frac{d\Theta_2}{d\theta_k} \cdot T_k \cdot \ell_k \\ = \frac{K_3 (K_1 + K_2) \cos^2 \theta_k - K_1 K_3 \sin^2 \theta_k}{(K_1 + K_2 \cos^2 \theta_k)^2 + (K_3 \sin \theta_k \cos \theta_k)^2} T_k \ell_k \quad 3.5.2.6$$

ここに T_k は映像周波成分が単位長さの線路を伝播する時間, ℓ_k は線路の長さである。

式 3.5.2.6 より, $T_2 = 0$ になる条件は

$$K_3 = 0 \quad 3.5.2.7 a$$

$$\frac{K_1 + K_2}{K_1} = \tan^2 \theta_k \quad 3.5.2.7 b$$

式 3.5.2.7 a より

$$r_k = 0 \quad 3.5.2.7 c$$

$$A_0 + (g_0 - g_2) A_{01} = 0 \quad 3.5.2.7 d$$

式 3.5.2.7 b より

$$r_k = \frac{(g_0 - g_2 + Y_0) (A_0 - A_{01} Y_0) (\tan^2 \theta_k - 1)}{2 \{ (g_0 - g_2) A_0 - A_{01} Y_0^2 \} (\tan^2 \theta_k + 1)} \quad 3.5.2.7 b'$$

遅延特性が生じない条件は $r_k = 0$, すなわち映像終端が完全整合であるか, 又は鉈石の特性が 3.5.2.7 b' 又は 3.5.2.7 d を満足するとき場合である。しかし後者の条件は実用的でないので 3.5.2.7 c のみが実用的な条件と云える。

o) $r_r = 0$ なる場合

この場合は

$$Y_r = Y_0$$

従つて式 3.5.8 は

$$\begin{bmatrix} I_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_i) & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -(g_0 + Y_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_r \\ E_i \\ E_k \end{bmatrix}$$

伝達アドミッタンスを Y_T とすると

$$Y_T = \frac{A_0 - A_{02} Y_i - A_{01} Y_k + (g_0 + Y_0) Y_i Y_k}{g_1 (g_0 - g_2 + Y_k)}$$

ここに

$$A_0 = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 & +g_2 \\ +g_1 & -g_0 & +g_1 \\ -g_2 & +g_1 & -g_0 \end{vmatrix}$$

$$A_{02} = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & +g_2 \\ -g_2 & +g_0 \end{vmatrix}$$

$$A_{01} = \begin{vmatrix} (g_0 + Y_0) & -g_1 \\ +g_1 & -g_0 \end{vmatrix}$$

$$Y_k = Y_0 = \frac{1 - \gamma_k \varepsilon^{-2j\theta_k}}{1 + \gamma_k \varepsilon^{-2j\theta_k}}, \quad Y_i = Y_0 = \frac{1 - \gamma_i \varepsilon^{-2j\theta_i}}{1 + \gamma_i \varepsilon^{-2j\theta_i}}$$

を式 3.5.2 a に代入し Θ_3 を求めると

$$\begin{bmatrix} \gamma_i \text{PS} (B-A) \\ + \gamma_i \gamma_k S \{ Q (B-A) + P (D-C) \} \cos 2\theta_k \\ + \gamma_k \{ (1 + \gamma_i T) \{ P (C + \gamma_i DT) - Q (A + \gamma_i BT) \} - \gamma_i^2 S^2 (QB - PD) \} \sin 2\theta_k \\ + \gamma_i \gamma_k^2 S Q (D-C) \cos^2 2\theta_k \\ - \gamma_i \gamma_k^2 S Q (C + D + 2\gamma_i DT) \sin^2 2\theta_k \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} P (1 + \gamma_i T) (A + \gamma_i BT) + g_1 \gamma_i^2 \text{PBS}^2 \\ + \gamma_k \{ P (1 + \gamma_i T) (C + \gamma_i DT) + Q (1 + \gamma_i T) (A + \gamma_i BT) \} - \gamma_i^2 S^2 (PD + QB) \} \cos 2\theta_k \end{bmatrix}$$

$$\left[\begin{aligned} &+r_i r_k S \{ P (C-D) + Q (A+B) + 2r_i^2 Q B T \} \sin 2\theta_k \\ &+r_k^2 Q \{ (1+r_i T)(C+r_i D T) + r_i^2 S D \} \end{aligned} \right]$$

3.5.3 0

ここに

$$A = A_0 - A_{02} Y_0 - A_{01} Y_0^2 - Y_0^2 (g_0 + Y_0)$$

$$B = A_0 + A_{02} Y_0 - A_{01} Y_0 - Y_0^2 (g_0 + Y_0)$$

$$C = A_0 - A_{02} Y_0 + A_{01} Y_0 - Y_0^2 (g_0 + Y_0)$$

$$D = A_0 + A_{02} Y_0 + A_{01} Y_0 + Y_0^2 (g_0 + Y_0)$$

$$P = g_0 - g_2 + Y_0$$

$$Q = g_0 - g_2 - Y_0$$

$$S = \sin \theta_i$$

$$T = \cos \theta_i$$

簡単のため式3.5.3 0を次式の如く表わす。

$$\Theta_3 = -\tan^{-1} \frac{K_4 + K_5 \cos 2\theta_k + K_6 \sin 2\theta_k + K_7 \cos^2 2\theta_k + K_8 \sin^2 2\theta_k}{K_1 + K_2 \cos 2\theta_k + K_3 \sin 2\theta_k}$$

3.5.3 1

故にこの場合の遅延特性を T_3 とすれば

$$T_3 = \frac{\partial \Theta_3}{\partial \theta_k} \frac{d\theta_k}{d\omega_k} \frac{d\omega_k}{d\omega_r} + \frac{\partial \Theta_3}{\partial \theta_i} \frac{d\theta_i}{d\omega_i} \frac{d\omega_i}{d\omega_r} \quad 3.5.3 2$$

$\omega_i = \text{const}$ となるような測定方式の場合は式3.5.3 2の第2項は0となり

$$T_3 = \frac{\partial \Theta_3}{\partial \theta_k} T_k \quad \ell_k$$

$$= f(r_i, r_k, \theta_i, \theta_k)$$

3.5.3 3

すなわちこの場合 T_3 は r_i , r_k , θ_i , θ_k の関数となる。従つて $r_i \neq 0$, $r_k \neq 0$ なる場合は ω_i が一定であつてもその終端条件および線路の長さが遅延特性に影響する。

(式3.5.3 3の計算は煩雑となるので省留する。)

$T_3 = 0$ が常に成立するためには式 3.5.3 0 の分子が 0 になることが必要である。

$r_i = r_k = 0$ はその条件の一つであることは明かであり且つこれが最も実用的な手段であると云えよう。

3.5.3 送信周波数変換器の遅延特性

送信周波数変換器が受信周波数変換器とことなる点は、入力周波数が中間周波 (ω_i) で出力周波数が高周波 (ω_r) であること。信号入力のレベルが局発レベルと同程度に高く信号による鉱石コンダクタンスの変化が無視できない点である。したがって式 3.5.4 に相当する式は次式の如くなる。

$$i = (E_i \sin \omega_i t - E_r \sin \omega_r t - E_k \sin \omega_k t) \\ \times (g_0 + 2g_1 \cos \omega_i t + 2g_2 \cos 2\omega_i t + 2g_1' \sin \omega_i t + 2g_2' \sin 2\omega_i t) \quad 3.5.34$$

式 3.5.34 より ω_i , ω_r , ω_k 成分をひろい出せば式 3.5.8 に相当するマトリクスとして次式を得る。

$$\begin{bmatrix} I_i \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} + (g_0 - g_2' + Y_i) & - g_1 & + g_1 \\ + g_1 & - (g_0 + Y_r) & + (g_2 - g_2') \\ - g_1 & + (g_2 - g_2') & - (g_0 + Y_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_i \\ E_r \\ E_k \end{bmatrix} \quad 3.5.35$$

一例として

$$r_i = r_r = 0$$

$$Y_i = Y_r = Y_0$$

とすれば、伝達アドミッタンス Y_T は

$$Y_T = \frac{I_i}{E_r} = - \frac{A}{A'} = - \frac{A_0' - A_{01}' Y_k}{A'} \quad 3.5.36$$

ここに

$$A_0' = \begin{vmatrix} (g_0 - g_2' + Y_0) & - g_1 & + g_1 \\ + g_1 & - (g_2 + Y_0) & + (g_2 - g_2') \\ - g_1 & + (g_2 - g_2') & - g_0 \end{vmatrix}$$

$$\Delta_{01} = \begin{vmatrix} (g_0 - g_2') + Y_0 & -g_1 \\ +g_1 & -(g_0 + Y_0) \end{vmatrix}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} +g_1 & + (g_2 - g_2') \\ -g_1 & - (g_0 + Y_k) \end{vmatrix} = g_1 (g_2 - g_2' - g_0 - Y_k)$$

式3.5.36と式3.5.22を比較すれば明らかなように、両式は行列の元素が異なるだけで式の形は全く同じである。

したがって Y_T の位相特性を \oplus_s 、遅延特性を T_s とすれば

$$T_s = \frac{d\oplus_s}{d\omega_i} = \frac{d\oplus_s}{d\theta_k} \cdot \frac{d\theta_k}{d\omega_k} \cdot \frac{d\omega_k}{d\omega_i} \quad 3.5.37$$

しかるに

$$\omega_k = \omega_l \pm \omega_i \quad 3.5.38$$

式3.5.38において ω_k は出力周波数 ω_r に対し ω_l を軸として鏡像関係にあり、 $\omega_r = \omega_l - \omega_i$ なるときは、 $\omega_k = \omega_l + \omega_i$ となり、 $\omega_r = \omega_l + \omega_i$ なるときは、 $\omega_k = \omega_l - \omega_i$ となる。

式3.5.38より

$$\frac{d\omega_k}{d\omega_i} = \pm 1$$

また

$$\frac{d\theta_k}{d\omega_k} = \frac{d\beta_k}{d\omega_k} \ell_k = T_k \ell_k$$

故に式3.5.37より

$$T_s = \pm \frac{a_{\oplus s}}{a \theta_k} T_k \ell_k$$

3.5.39

従つて式3.5.39から導かれる遅延特性は、式の形としては式3.5.26と同形になる。

従つてこの場合にも遅延特性を生じない条件の1つとして $r_k = 0$ が成立する。

以上の解析により明らかなごとく、周波数変換器においては入力周波数、出力周波数および影像周波数の3周波数成分に対して、鉱石から見た外部回路の反射係数が0であるときには遅延特性は生じない。したがつて広帯域（例えば6000Mc±300Mc）においてこれを実現する具体的手段としては信号入力部、局発入力部に反射係数の小さい抵抗減衰器又は単向管を挿入し、また中間周波回路はマイクロ波が漏洩しないようにすることともに中間周波に対しては等価的に整合抵抗終端となるようにすることが必要である。

3.6. AM-PM変換

遅延特性測定器は章1 測定原理の説明において述べたように副搬送波の位相が被測定系の位相特性の非直線性によつて生じる位相変化を検出するものである。したがつて測定器内部において副搬送波の位相を変化せしめる要因があればこれはすべて誤差の原因となり得る。ここに述べるAM-PM変換もその重要な一因をなすものである。

遅延特性測定器においては副搬送波がFMの形でマイクロ波又は中間周波を搬送波として伝送される回路（送信部および受信部）と副搬送波がそのまま伝送される回路（位相計部）とがある。そのいずれの回路においても信号にAMがあるときはAM-PM変換を生じる可能性がある。ここでは前者の回路を搬送波回路、後者の回路を副搬送波回路と称することにする。

3.6.1 副搬送波回路（位相計部）におけるAM-PM変換

任意の4端子網の伝送特性（作用ベクトル）の実数部を α 、虚数部を β とし、この4端子網の入力端子に

$$e(t) = E_0 \cos \omega t \quad 3.6.1$$

なる電圧が加わつたときの出力電圧を $e'(t)$ とすれば

$$\begin{aligned} e'(t) &= E_0 \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} \cos \left(\omega t + \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha} \right) \\ &= E_0' \cos (\omega t + \phi) \end{aligned} \quad 3.6.2$$

ここに

$$E_0' = E_0 \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}$$

3.6.3

$$\psi = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha}$$

線形回路網においては α 、 β は信号振巾に無関係な定数であり、従つて ψ もまた振巾に無関係に一定である。しかしながらこの4端子網が非線形回路網である場合、すなわち α 又は β が信号振巾によつて変化する場合には ψ は必ずしも一定とはならない。

たとえば4端子網の内部にダイオードが含まれている場合、その等価抵抗は一般に信号振巾によつて変化し、従つて実数部 α が変化する。ダイオードの障壁容量が振巾によつて変化するれば、虚数部 β も変化する。 α と β との間に比例関係が成立しない限り、 ψ は変化することになる。また進行波管増巾器においては、入力振巾によりヘリックスの等価長が変わることがあり、これは β の変化を意味する。

このように実数部と虚数部とをもつた非線形回路においては一般に入力振巾が変化することにより位相角が変化する。従つて入力信号が或る周波数のAM成分をもっているとき、これは非線形4端子網を通過することによつてPM成分を発生する。

今入力信号が $\sin \omega t$ なる正弦波で、変調変数 k なる振巾変調を受けているとすれば、 t の関数としての振巾を $E_0(t)$ とすると

$$E_0(t) = |E_0| (1 + k \sin \omega t) \quad 3.6.4$$

一例として実数部 α のみが非線形であるとし、 α が次式のごとく $E_0(t)$ に関して冪級数に展開されるものとする。

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 E_0(t) + \alpha_2 E_0(t)^2 + \dots \quad 3.6.5$$

式3.6.4を式3.6.5に代入すれば(3次以上の項は省略する)

$$\begin{aligned} \alpha &= \alpha_0 + \alpha_1 E_0 (1 + k \sin \omega t) + \alpha_2 E_0^2 (1 + k \sin \omega t)^2 \\ &= \alpha_0 + \alpha_1 E_0 + \alpha_2 E_0^2 \end{aligned}$$

$$+ (\alpha_1 E_0 k + 2 \alpha_2 E_0^2 k) \sin q t \\ + \alpha_2 E_0^2 k \frac{1 - \cos^2 q t}{2}$$

$$= \alpha_0' + \alpha_1' \sin q t + \alpha_2' \cos^2 q t$$

3.6.6

ただし

$$\alpha_0' = \alpha_0 + \alpha_1 E_0 + \alpha_2 E_0^2 \left(1 + \frac{k}{2}\right)$$

$$\alpha_1' = \alpha_1 E_0 k + 2 \alpha_2 E_0^2 k$$

$$\alpha_2' = -\frac{1}{2} \alpha_2 E_0^2 k$$

式3.6.4, 式3.6.6を式3.6.2に代入して

$$e^1(t) = E_0^1(t) \cos \left(p t + \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha_0' + \alpha_1' \sin q t + \alpha_2' \cos 2 q t} \right)$$

3.6.7

ここに $E_0^1(t)$ はひずみを受けた振巾包路線を表わす。

式3.6.7は明らかに $e^1(t)$ の位相が時間的に変化している。すなわち位相変調を受けた波であることを表わす。

$$\tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha_0' + \alpha_1' \sin q t + \alpha_2' \cos 2 q t} \quad \text{は } -\sin q t \text{ を基本波とし,}$$

固定分および高調波を含んだ波形となる。

副搬送波回路における AM-PM 変換は、グリッド電流が流れることにより真空管入力インピーダンスが変化する場合、あるいは振巾制限器の出力に振巾制限される前の波が漂遊容量を通じて結合した場合等に生じ、これらはいずれも β が一定で α が非線形であることによるものである。

3.6.2 搬送波回路 (送, 受信部) における AM-PM 変換

搬送波角周波数を ω_0 とし, $\sin p t$ なる正弦波で FM された信号を考える。FM 波を生ずるときには一般に若干の AM を伴うものであり, この AM 成分は一般に $\sin p t$ (又は -

$\sin pt$) すなわち FM 成分と同相 (又は逆相) である。また AM のない FM 波が傾斜した振巾特性の回路を通過すると AM 成分を発生しこれも FM 成分と同相 (又は逆相) である。

今 AM, FM を同時に受けた波を $e(t)$ とすると

$$e(t) = E_0(t) \cos(\omega_0 t - m_f \cos pt) \quad 3.6.8$$

この波が前述のごとき非線形回路を通過すると AM 分がひずみを受けると同時に PM 分を発生する。AM-PM 変換によつて生じる PM 分は式 3.6.7 より

$$\psi(t) = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha_0' + \alpha_1' \sin pt + \alpha_2' \cos 2pt} \quad 3.6.9$$

で与えられるが、高調波分は復調器以後の回路で除かれるので固定分および基本波分のみ考えれば

$$\psi(t) = \psi_0 - \psi_p \sin pt \quad 3.6.10$$

$$\text{ここに } \psi_0 = \tan^{-1} \frac{\beta}{\alpha_0'}$$

ψ_p = 基本波成分の最大位相偏移

従つて非線形 4 端子網の出力波は AM-PM 変換のないときは

$$e'(t) = E_0'(t) \cos\{\omega_0 t + \theta_0 - m_f \cos p(t-\tau)\} \quad 3.6.11$$

となるが AM-PM 変換のある場合は

$$e''(t) = E_0''(t) \cos\{\omega_0 t + \theta_0 - m_f \cos p(t-\tau) + \psi_0 - \psi_p \sin p(t-\tau)\} \quad 3.6.12$$

となる。ただし

$E_0'(t) E_0''(t)$ はひずみを受けた振巾包絡線

θ_0 は搬送波の移相角

τ は回路の群遅延時間

である。

式3.6.12を变形すれば

$$e^{(1)}(t) = E_0^{(1)}(t) \cos \{ \omega_0 t + \theta_0 + \phi_0 - \sqrt{m_f^2 + \phi_p^2} \cos (pt - p\tau - \xi) \}$$

3.6.13

$$\text{ここに } \xi = \tan^{-1} \frac{\phi_p}{m_f}$$

式3.6.13の波を周波数弁別すれば出力は

$$\begin{aligned} & K \frac{d}{dt} \{ \omega_0 t + \theta_0 + \phi_0 - \sqrt{m_f^2 + \phi_p^2} \cos (pt - p\tau - \xi) \} \\ &= K \{ \omega_0 + p \sqrt{m_f^2 + \phi_p^2} \sin (pt - p\tau - \xi) \} \\ &= K \{ \omega_0 + \sqrt{\omega_d^2 + \omega_p^2} \sin (pt - p\tau - \xi) \} \end{aligned}$$

3.6.14

ここにKは周波数弁別感度

$$\omega_d = p m_f$$

$$\omega_p = p \phi_p$$

である。この出力のうちp成分のみ取り出せば

$$\left. \begin{aligned} & K \sqrt{\omega_d^2 + \omega_p^2} \sin (pt - p\tau - \xi) \\ & \xi = \tan^{-1} \frac{\phi_p}{m_f} \end{aligned} \right\}$$

3.6.15

を得る。

式3.6.15において $p\tau$ は回路固有の遅延時間による遅れ角であり、 ξ はAM-PM変換による遅れ角である。 ω_0 を掃引して変化したとき、 ξ (或は ϕ_p)が一定であるならば定常的に位相が ξ だけずれるだけで誤差を生じないが、掃引につれて ϕ_p が変化すると ξ が変化し、 pt に対して誤差を生じる。

以上AM-PM変換について一般論的に論じたが、たとえば1%のAMがどの程度のPMに変換され、それが測定にどの程度の誤差を与えるかは具体的に回路および回路定数を与えなければ計算できないので、章4、章6において、それぞれの場合について論ずることとする。

3.7 雑音

電気通信伝送路の伝送能力の限界が究極的に雑音によって支配されるのと同様に、測定器の測定限界もまた雑音によって制限される。特に遅延特性測定器は構成が複雑であるので S/N が劣化し易く、また測定精度がシビアになると被測定系の雑音指数も問題となる。

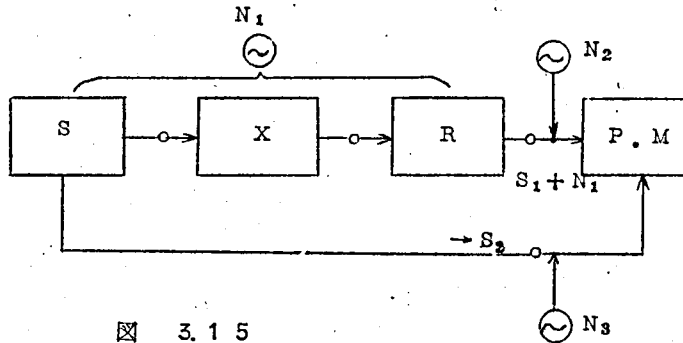


図 3.15

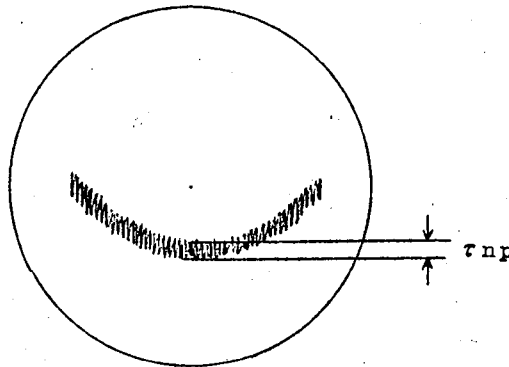


図 3.16

遅延特性の測定系は図 3.15 に示すごとく、送信部 (S)、被測定系 (X)、受信復調部 (R) 位相計部 (P. M.) の 4 者により構成され、それぞれが雑音を発生している。

今図 3.16 に示すごとく、ブラウン管上の図形に重畳する雑音の P-P 読取値を τ_{np} (sec) としよう。この値は尖頭値にして $\frac{1}{2}\tau_{np}$ 、実効値はその $\frac{1}{4}$ すなわち $\frac{1}{8}\tau_{np}$ となる。この値を角周波数 P における位相角 θ_a に換算すれば

$$\theta_a = \frac{1}{8} P \tau_{np}$$

3.7.1

p波が雑音によつて位相変調を受けるのであるから、 θ_a の値はそのまま雑音対信号電圧比を表わしている。従つて雑音対信号電力比は

$$\theta_a^2 = \frac{1}{64} p^2 \tau_{np}^2 \quad 3.7.2$$

ここで位相検波について考察しよう。位相計部には信号波入力端子と規準波入力端子の2つがあり、信号波(200KC)入力電力を S_1 、規準波(200KC)入力電力を S_2 とする。この両者が通倍された後、図3.17(a)に示すごとくベクトル合成して位相検波されるのであるが、

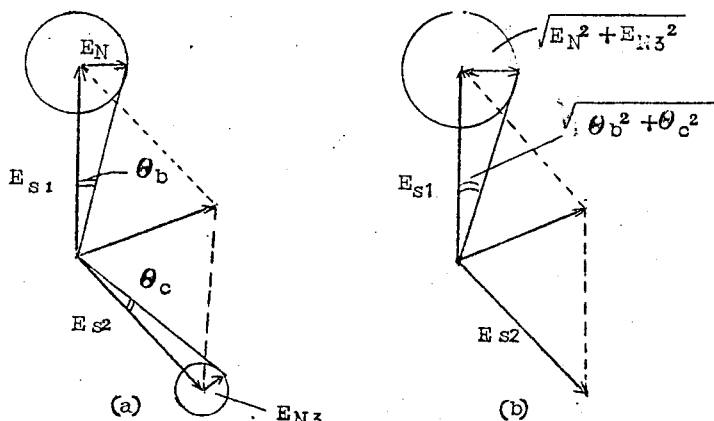


図 3.17

この場合信号波電圧 E_{S1} 、および規準波電圧 E_{S2} は図に示すごとくそれぞれ雑音電圧 E_N 、 E_{N3} (実効値) によつて実効位相偏移 θ_b 、 θ_c なる位相変調を受けている。この場合図3.17(b)に示すごとく、 E_{S2} 側の雑音 E_{N3} を E_S 側におきかえ、無雑音の規準波 E_{S2} を規準にして $\sqrt{E_N^2 + E_{N3}^2}$ な

る雑音が重畳した E_{S1} を位相検波するとしても差支えない。従つてこのように考えた場合の E_{S1} の実効位相偏移は $\sqrt{\theta_b^2 + \theta_c^2}$ となり、これが前記 θ_a に等しいことになる。故に

$$\theta_a^2 = \theta_b^2 + \theta_c^2 \quad 3.7.3$$

つぎに雑音源について考察しよう。雑音源はあらゆる部分に存在するが、これを図3.15に示すごとく次の3種に整理して表わすことにする。

N_1 : 送信部、被測定系、受信復調部で生じた雑音が相加され、復調器より信号 S_1 とともに出て来る雑音電力 (すなわちFM伝送系の雑音電力)

N_2 : 位相計部の規準波回路で発生する雑音を規準波入力端子に置換した雑音電力

N_3 : 位相計部の規準波回路で発生する雑音を規準波入力端子に置換した雑音電力

しかるときは信号波側の N/S は

$$\frac{N_1 + N_2}{S_1} = \theta_b^2 \quad 3.7.4$$

規準波側の N/S は

$$\frac{N_3}{S_2} = \theta_c^2 \quad 3.7.5$$

式 3.7.2, 3.7.4, 3.7.5 を式 3.7.3 に入れると

$$\frac{N_1 + N_2}{S_1} + \frac{N_3}{S_2} = \frac{1}{64} P^2 \tau_{np}^2 \quad 3.7.6$$

$$\therefore \tau_{np} = \frac{8}{P} \sqrt{\frac{N_1}{S_1} + \frac{N_2}{S_1} + \frac{N_3}{S_2}} \quad 3.7.7$$

熱雑音電力 N は周知のごとく次式で与えられる。

$$N = k T B F \quad (\text{watt}) \quad 3.7.8$$

ここに

k : ボルツマン定数 $1.37 \times 10^{-23} \text{ J/K}^\circ$

T : 絶対温度

B : 帯域巾

F : 雑音指数

$T = 293^\circ \text{ K}$, $B = 10 \text{ KC/S}$ とすれば F を db で表わして

$$[N]_{\text{dbm}} = (-133.7 + F)_{\text{dbm}}$$

位相計部の信号波、規準波側の F がともに 7 db と仮定すると

$$N_2 = N_3 = -126.7 \text{ dbm} = 2 \times 10^{-16} \quad (\text{watt}) \quad 3.7.10$$

復調器の感度を K (volt/cycle) , 信号の実効周波数偏移を f_d (cycle) , 出力インピーダンスを Z_0 (Ω) とすれば、信号波電力は

$$S_1 = \frac{(K \times f_d)^2}{Z_0} \quad (\text{watt}) \quad 3.7.11$$

規 準波電圧をインピーダンス Z_0^1 (Ω) において E_r (volt) とすれば

$$S_2 = \frac{E_r^2}{Z_0^1} \quad (\text{Watt}) \quad 3.7.12$$

今, $K = 20 \text{ mV/MC}$, $f_d = 0.07 \text{ MC}$, $Z_0 = 75 \Omega$ とすると

$$S_1 = \frac{0.02 \times 0.07}{75^2} = 2.5 \times 10^{-7}$$

$$\therefore \frac{N_2}{S_1} = \frac{2 \times 10^{-16}}{2.5 \times 10^{-7}} = 8 \times 10^{-10}$$

$E_r = 0.5 \text{ V}$, $Z_0^1 = 2 \text{ K}\Omega$ とすれば

$$S_2 = \frac{0.5^2}{2 \times 10^3} = 1.25 \times 10^{-4}$$

$$\therefore \frac{N_3}{S_2} = \frac{2 \times 10^{-16}}{1.25 \times 10^{-4}} = 1.6 \times 10^{-12}$$

故にこの場合は $\frac{N_2}{S_1} \gg \frac{N_3}{S_2}$ となり $\frac{N_3}{S_2}$ は無視できる。従つて式 3.7.7 は

$$\tau_{np} = \frac{8}{p} \sqrt{\frac{N_1 + N_2}{S_1}} \quad 3.7.14$$

位相計部のみを考えた場合には

$$\tau_{np} = \frac{8}{p} \sqrt{\frac{N_2}{S_1}} \quad 3.7.14$$

$$= \frac{8}{2\pi \times 2 \times 10^5} \sqrt{8 \times 10^{-10}}$$

$$= 1.78 \times 10^{-10} \text{ (sec)}$$

すなわち位相計部のみの雑音は $0.178 \text{ m}\mu\text{s}$ (P-P) あらわれる。実測値は $0.2 \text{ m}\mu\text{s}$ (P-P) 程度である。

次に $\tau_{np} = 5 \times 10^{-10} \text{ sec}$ ($0.5 \mu\text{S}$) を与えて FM 伝送系に割当てられる S/N (復調器出力における) を求めよう。

$$\begin{aligned} \frac{N_1}{S_1} &= \frac{\tau_{np}^2 p^2}{64} = \frac{N_2}{S_1} \\ &= \frac{(2\pi \times 200 \times 10^3 \times 5 \times 10^{-10})^2}{64} = 8 \times 10^{-10} \\ &= 62.5 \times 10^{-10} = 8 \times 10^{-10} \\ &= 54.5 \times 10^{-10} \\ &= -102.6 \text{ db} \end{aligned}$$

FM 伝送系の S/N は次式で与えられる。

$$\left[\frac{S_1}{N_1} \right]_{\text{db}} = 10 \log \frac{P_r}{k T B F_m} \left(\frac{\omega_d}{p} \right)^2 \quad 3.7.15$$

ここに P_r : 入力信号電力

ω_d : 実効周波数偏移 (100 KC とする)

F_m : FM 伝送系の雑音指数

$$\begin{aligned} \therefore \left[\frac{S_1}{N_1} \right]_{\text{db}} &= [P_r]_{\text{db}} + 133.7 - [F_m]_{\text{db}} - 6 \\ &= [P_r - F_m + 127.7]_{\text{db}} \\ &= 102.6 \end{aligned}$$

$$\therefore P_r - F_m = -25.1$$

故に $\tau_{np} = 0.5 \mu\text{S}$ ($P-P$) となるためには $F_m = 10 \text{ db}$ とすれば $P_r = -15.1 \text{ dbm}$ 必要となる。

FM 伝送系の雑音指数は、被測定系を除去して測定器の送受信部を直結した場合には送信部の出力増巾器の初段 (その前に周波数変換器があればこれを含む) の雑音指数を考えるべきであり、被測定系を挿入した場合にはその雑音指数も当然考慮されねばならない。

いま、図 3.18 に示すごとく 2 つの伝送系 S, X が縦続に接続された場合を考え、それぞ

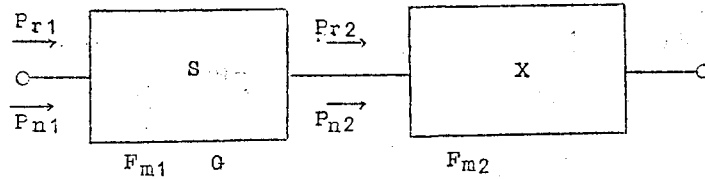


図 3.18

れの入力電力を P_{r1} , P_{r2} , 入力に換算した雑音電力を P_{n1} , P_{n2} , 雑音指数を F_{m1} , F_{m2} とし, S の電力利得を G とすれば

$$P_{r2} = G (P_{r1} + P_{n1}) \quad 3.7.16$$

伝送系 X に入る全雑音電力を P_{nt} とすれば

$$P_{nt} = G P_{n1} + P_{n2} \quad 3.7.17$$

従つてこの2つの伝送系を通つた信号の復調出力における S/N を S_1/N_1 とすれば

$$\begin{aligned} \frac{S_1}{N_1} &= \frac{G P_{r1}}{G P_{n1} + P_{n2}} \left(\frac{\omega_d}{P} \right)^2 \\ &= \frac{G P_{r1}}{k T B (G F_{m1} + F_{m2})} \left(\frac{\omega_d}{P} \right)^2 \end{aligned} \quad 3.7.18$$

$G F_{m1} \gg F_{m2}$ なるときは

$$\frac{S_1}{N_1} = \frac{P_{r1}}{k T B F_{m1}} \left(\frac{\omega_d}{P} \right)^2 \quad 3.7.19$$

すなわち式 3.7.15 と一致し, 伝送系 S の雑音指数によつて S/N が決定される。

しかしながら X が中継機あるいは中継機の中間周波増巾機のような場合には, その公称入力レベルは概して低く, S の出力に減衰器を挿入して入力レベルを合わせるのが普通である。このような場合には S の等価利得 $G < 1$ となることがあり, その場合の S/N は式 3.7.18 によつて計算されねばならない。

3.8 整合度

測定器と被測定系との接続部の整合が悪いと接続系にエコー遅延特性を生じ誤差となる。

この伝送特性はエコー比 Γ と遅延時間 (片道) τ によって決定される。いまこの伝送系の出力に現われる主信号を $e^{j\omega t}$ とすれば、エコー信号は $\Gamma e^{j\omega(t-2\tau)}$ によって表わされる。ゆえに合成波はつぎのようになる。

$$e^{j\omega t} + \Gamma e^{j\omega(t-2\tau)} = e^{j\omega t} (1 + \Gamma e^{-j\omega 2\tau}) \quad 3.8.1$$

したがって伝送特性を $f(\omega)$ とすれば

$$f(\omega) = 1 + \Gamma e^{-j\omega 2\tau} = a(\omega) \cdot j\psi(\omega) \quad 3.8.2$$

これを振幅特性 $a(\omega)$ 、および位相特性 $\phi(\omega)$ に分けて表わせば

$$a(\omega) = \sqrt{1 + 2\Gamma \cos 2\omega\tau + \Gamma^2} \quad 3.8.3$$

$$\phi(\omega) = -\tan^{-1} \frac{\Gamma \sin 2\omega\tau}{1 + \Gamma \cos 2\omega\tau} \quad 3.8.4$$

ゆえに遅延特性 $\tau(\omega)$ はつぎのようになる。

$$\begin{aligned} \tau(\omega) &= -\frac{d\phi}{d\omega} = \Gamma\tau \left(\frac{\Gamma + \cos 2\omega\tau}{1 + 2\Gamma \cos 2\omega\tau + \Gamma^2} \right) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} (-\Gamma)^n 2\tau \cos n\omega 2\tau \end{aligned} \quad 3.8.5$$

式 3.8.5 によって明らかなるごとく、遅延時間の最大値は $2\Gamma\tau / (1 + \Gamma)$ 、最小値は $-2\Gamma\tau / (1 - \Gamma)$ 、であり、この遅延時間は $1/2\tau$ の周期で繰返される。遅延特性の形状は Γ によって変るが、 Γ が 0.1 程度以下の場合にはほぼ正弦波状の形となる。これは式 3.8.5 の Fourier 展開式の第一項によってほとんど特性が決定されることを意味する。すなわち Γ の小なる場合は次式を用いて差支えない。

$$\tau(\omega) = 2\Gamma\tau \cos 2\omega\tau \quad 3.8.6$$

伝送系の両端の反射係数を $\gamma_1, \gamma_2, V, S, W, R$ を ρ_1, ρ_2 とし、エコー遅延特性の山から谷までの値を $\Delta\tau$ とすると、

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= 4\Gamma\tau \\ &= 4\gamma_1\gamma_2\tau \end{aligned}$$

$$-4 \left(\frac{\rho_1 - 1}{\rho_1 + 1} \right) \left(\frac{\rho_2 - 1}{\rho_2 + 1} \right) \frac{\ell}{v_g} \quad 3.8.7$$

ただし ℓ - 伝送系の長さ

v_g - 群速度

また遅延特性の繰返しのピッチを F とすれば

$$F = \frac{1}{2\tau} = \frac{v_g}{2\ell} \quad 3.8.8$$

図 3.19

両端の V. S. W. R (ρ_1 及び ρ_2) より反射係数の積 (Γ) を求める図表

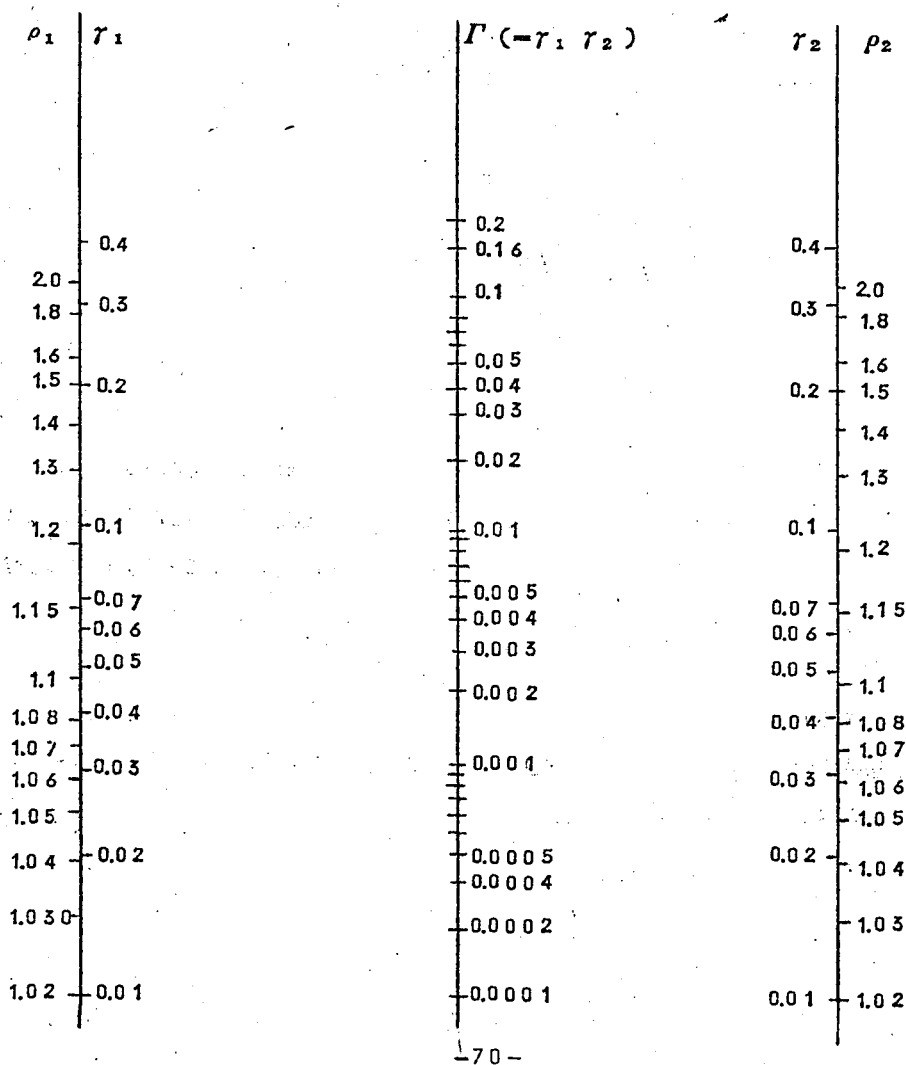


図 3.2 1

線路長 (ℓ) より ECHO DELAY のピッチ (F) を求める図表
(4000 MC)

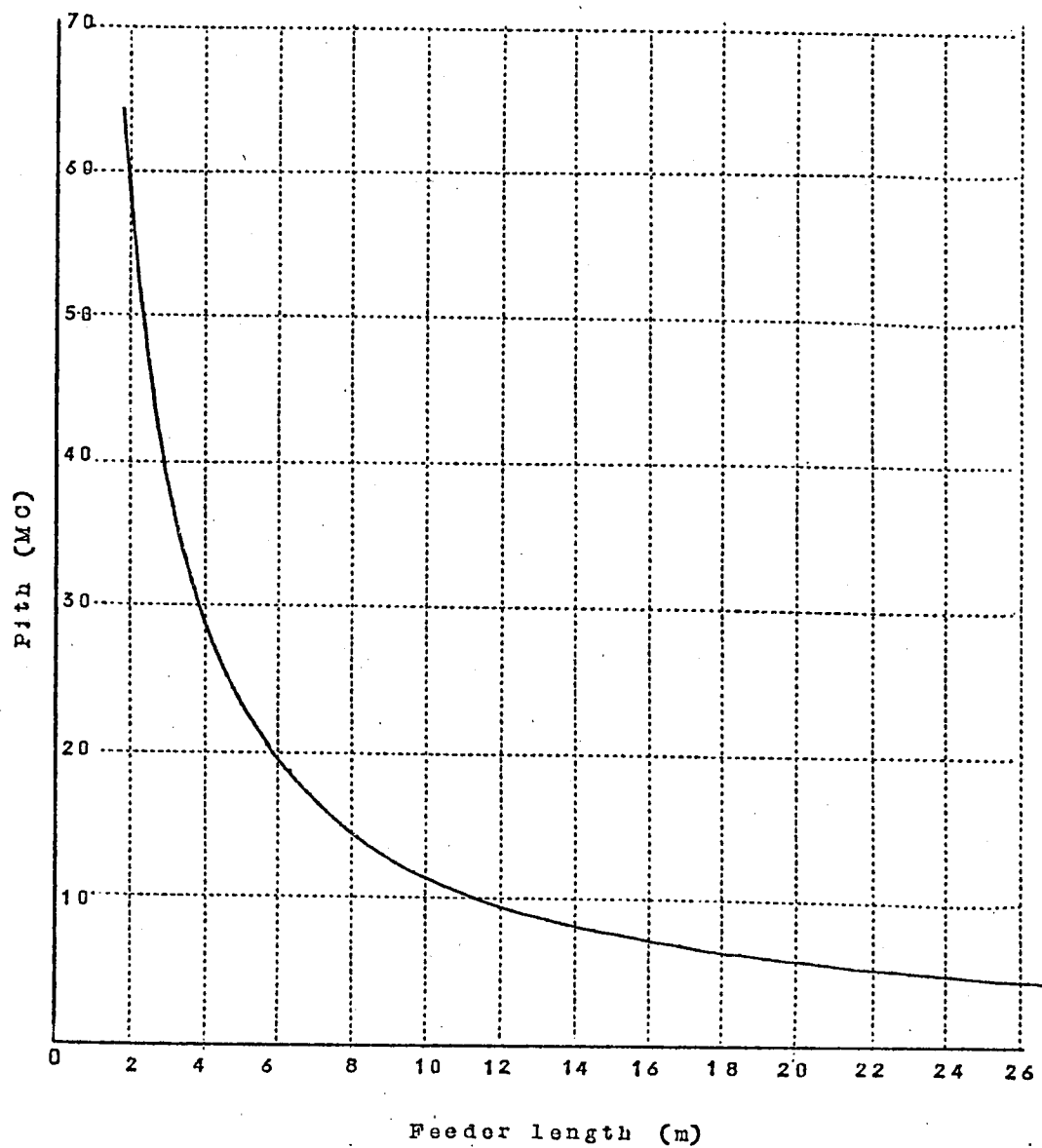


図 3.20

Γ をパラメータとして線路長(ℓ)よりECHO DELAY ($\Delta\tau$)を
求める図表 (4000 MC)

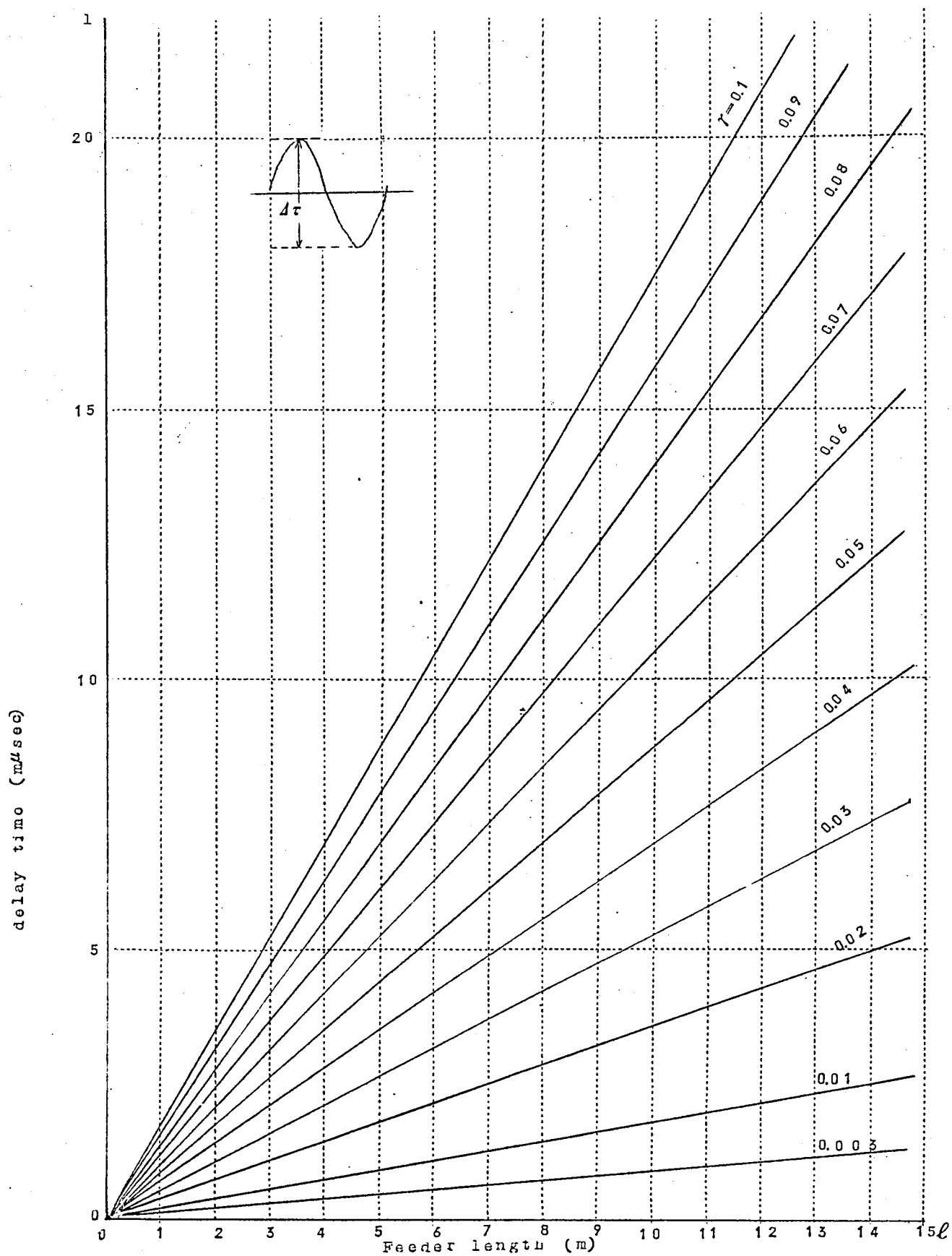


図 3.19 に両端の V, S, W, R (ρ_1 および ρ_2) または反射係数 (r_1 および r_2) を与えてエコー比 Γ を求める図表を、図 3.20 に Γ をパラメータとして線路長 ℓ よりエコー遅延時間 4τ を求める図表を、また図 3.21 に線路長 ℓ よりエコー遅延特性のピッチ F を求める図表を示す。ただし伝送系の短縮率はポリエチレン同軸ケーブルの値 0.67 を採用し、損失による影響は無視した。

3.9 周波数軸に関する考察

遅延特性の周波数軸（ブラウン管水平軸）は、周波数マーカによつて校正されるかぎりは誤差の対象とならない。しかしながら実用的意味においては周波数軸は等分目盛である方が使いやすい。

周波数掃引が鋸歯状波で行なわれ、水平軸もこれと同一周波でかつ同期した鋸歯状波で掃引される場合には周波数軸は当然等分目盛となる。

しかしながら周波数掃引および水平軸掃引が正弦波で行なわれる場合、周波数軸が等分目盛となるためには条件を必要とする。

正弦波 $\sin qt$ で時間的に変化している角周波数 $\omega(t)$ において、最大周波数偏移（掃引幅の $1/2$ ）を ω_d とすると

$$\omega(t) = \omega_d \sin qt \quad 3.9.1$$

つぎに同一周波数で位相のずれた正弦波 $\sin(qt - \phi)$ によつて時間的に変化しているブラウン管輝点の水平方向の位置の変化を $\ell(t)$ であらわし、その最大偏位を ℓ_d とすると

$$\ell(t) = \ell_d \sin(qt - \phi) \quad 3.9.2$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\omega(t)}{\ell(t)} &= \frac{\omega_d \sin qt}{\ell_d \sin(qt - \phi)} \\ &= \frac{\omega_d}{\ell_d} \cdot \frac{1}{\cos \phi - \tan qt \sin \phi} \end{aligned} \quad 3.9.3$$

周波数軸目盛が等分であるためには

$$\frac{\omega(t)}{\ell(t)} = \text{const} \quad 3.9.4$$

なることが必要である。そのためには

$$\cos\psi - \tan\theta \sin\psi = \text{const.}$$

3.9.5

なることが必要である。

その条件は

$$\sin\psi = 0$$

$$\therefore \psi = 0$$

3.9.6

である。

すなわち正弦波掃引の場合には周波数掃引と水平軸掃引とが同相であることが必要である。

この条件は遅延特性に限らず、正弦波掃引によるあらゆる直視測定について成立する。

したがって正弦波掃引による直視測定器においては、水平軸掃引回路に可変移相器をもうけ、周波数掃引と同位相で掃引ができるようにしておかなければならない。

3.10 準漏話雑音より見た測定精度について

Nyquist Brand の原理による遅延特性の測定技術は被測定系において生じた副搬送波の位相変化を、いかに忠実にブラウン管上に表示するかにある。3.1～3.9においてはこの意味における測定精度を対象として検討した。

しかしながらこのことは被測定系の真の遅延特性 ($d\theta/d\omega$) (信号振巾に無関係) を追求することとは必ずしも一致しない。たとえば被測定系において 3.6 で述べたような AM-PM 変換作用がある場合には、測定された遅延特性は信号振巾の関数となり、振巾あるいは AM 変調度が変わると見掛上の遅延特性も変化する。

また一方、見方を変えて遅延特性測定の目的が FM 伝送系において生じるひずみ (準漏話雑音) を改善することにあると考えよう。

FM 伝送系において生じる準漏話雑音と遅延特性との関係は準定常状態、すなわら変調信号の周波数が低い極限においての解が一般に用いられており (4.7 参照) 遅延特性測定も 3.1 で説明したように準定常状態での特性を示すものである。しかしながら実際の多重電話信号或いは雑音負荷の場合においては信号の瞬時角周波は勝手な速さで変化するものであり、このような場合でも準定常状態の解がそのまま成立するという保証はない。これに加えて FM 伝送系に AM-PM 変換がある場合には見掛上の遅延特性と準漏話雑音とがいかなる対応をなすかに問題の焦点が移る。しかしながらこれは FM 伝送ひずみの、より高次の解析に発展する問題であつて測定器精度の問題とはおのづから性質を異にする。

したがつて FM ひずみ改善の努力の方向は遅延特性の真値の追求と、準漏話雑音に対応するパラメータの追求との 2 方向に向けられるべきであるが、遅延特性測定器としてはあくまで前者に努力の方向が向けられるべきであろう。その意味で Nyquist Brand の原理による測定は AM を 0 にし得ない限り根本的に限界が与えられてしまう。

ただ被測定系が AM-PM 変換のない回路である場合においてのみ、遅延特性測定器は本来の意味をもつものである。ということができよう。AM-PM 変換作用のある被測定系に対し

ては測定器の送信部出力は極力AMを少くし、また受信部はAM \leftrightarrow PM変換のないように設計或は調整されねばならない。このような測定器によつて得られた測定値はAMの小さい信号に対する被測定系の遅延特性を示しているといふ点で遅延特性の真値を追求する方向に沿うものといふことができる。

4 回線用遅延特性測定器(9)(24)(25)

(WJ-303型測定架装置)

現在実施されているマイクロ波回線はヘテロダイン方式であつて中継機は中間周波増巾器をもつており、端局の変復調器と送受信機との接続は中間周波段で行われている。また回線切替分岐も中間周波段で行われる。したがつて回線用遅延特性測定器は中継機用測定器のようにマイクロ波で中継機に接続するよりも、中間周波で接続する方が便利である。

また回線用遅延特性測定器はその名の示すように地理的にはなれた2点間において測定を行わなければならない。このような事情から回線用遅延特性測定器には次のような条件が必要となる。

- (i) 測定器の送信部出力および受信部入力は、ともに中間周波であること。
- (ii) 自局測定器の送信部、受信部はそれぞれ相手局測定器の受信部、送信部と組合せて測定が可能であること。もちろん自局内のみでの測定も可能であること)

このうち、(ii)の条件が中継機用測定器にくらべて根本的な差異と困難さをもたらし原因となっている。

まず(i)の条件から送信部は搬送波である70MCを約 ± 10 MC掃引すると同時に副搬送波200MCで浅く(約 ± 100 KC)周波数変調された波を送り出し、また受信部は被測定回線を通つてきたこの掃引波を復調できる広帯域性が必要となる。

次に(ii)の条件から、ある局の送信部とはかの任意の局の受信部とを組合せた場合の測定器自身の遅延特性は、回線特性に比して無視できる程度に小でなければならない。

また組合せを予想されるすべての回線用測定器の送信部および受信部単独の遅延特性はなるべく小さいことが望ましい。換言すれば送受が互いに補償し合つて総合で遅延特性が平坦であるよりも、送受がそれぞれ独立に遅延特性平坦である方が測定器使用面から云つて便利である。

また受信部の位相計部において副搬送波の200KCを位相検波するさいに必要な200KC規準信号(無変調)は受信器内部で受信信号より作り出さなければならない。またこのような条件が相当長期間にわたつて安定に維持されなければならない。このような事情から回線遅延特性の測定を確度高く行うことは中継機の測定に比して著しく困難である。

4.1 装置の構成

図4.1(a)および(b)に回線用遅延特性測定器(WJ-303型定架装置)の構成を示す。この装置は前述の如く機能上、送信部と受信部とに分れるが、図4.2にみられるように本体は1台の移動架に組立てられており、別に電源部を有しこれも移動できるようになつている。その機械的構

成は表 4. 1 に示すとおりであり、電氣的構成は図 4. 3 のとおりである。

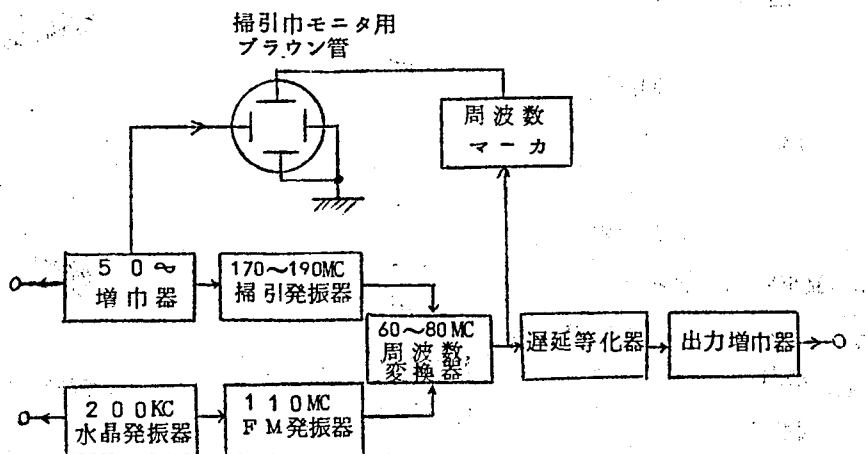


図 4. 1 (a) 送信部

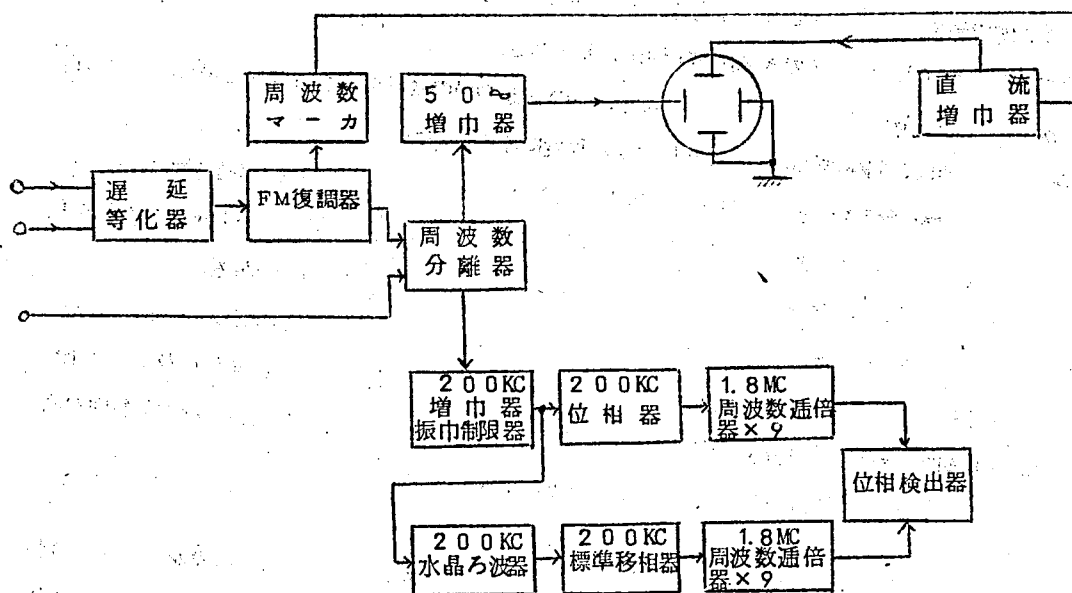


図 4. 1 (b) 受信部

遅延歪測定装置構成

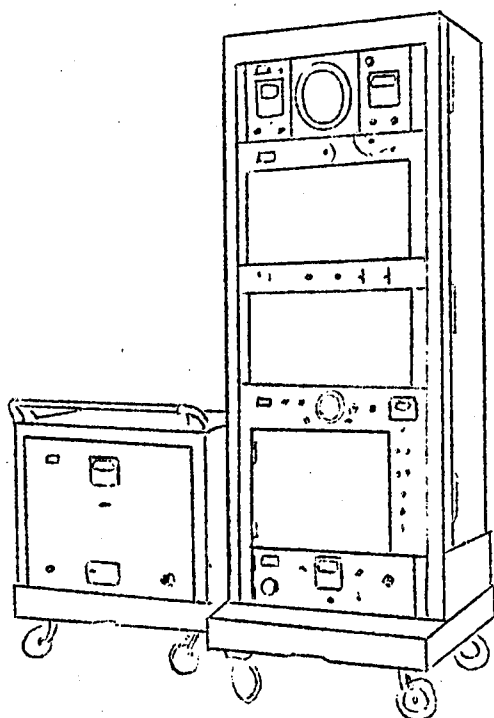


図 4.2 遅延歪測定装置（左は電源部）

表 4.1 機械的構成

区 分	パネル名称	回 路 の 詳 細
本 体	送信部 発 振 盤	180±10M 掃引発振器・110Mc FM発振器・200Kc 水晶発振器・周波数変換器・70Mc増巾器・遅延等化器・周波数標示器・監視用ブラウン管・水平軸増巾器・出力レベルメータ
	指示 盤	測定用ブラウン管・垂直および水平軸増巾器・入力レベルおよび200kcレベルメータ
	受 信 盤	70McAGC増巾器・70Mc振巾制限器・70Mc周波数選別器・周波数標示器・極性指示器
	通 倍 盤	200kc増巾器・200kc振巾制限器・可変および標準移相器・変調波通倍器・標準波通倍器・位相合成器・検波器
	水晶ろ波盤	水晶ろ波器・200kc増巾器
	副電源盤	AC: 6.3V DC: -6.3V, -1,500V
電源部	主電源盤	DC: 300V, 250V, 150V, -150V

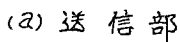


圖 4.3 電氣的構成

4.2 動作の説明

送信部においては安定な 200kc で周波数変調した 110MC 波と、 50 （または 60 ） $\%$ で $180 \pm 10\text{MC}$ の間を掃引する波とを混合して $70 \pm 10\text{MC}$ の掃引波を作り適当に増巾して出力とする。なお遅延等化器により送信部の遅延特性を等化しておく。この信号が被測定回路を通った後、受信部の復調器で復調されるとそこから得られる 200kc 信号は章1で述べた原理により、被測定回路の遅延特性によつて位相変調を受けている。位相検波の感度を高くするため、この装置では 200kc を9通倍し、規準信号も同様に9通倍して 1.8MC において位相検波を行なっている。前にも述べたように送受信部が離れている場合には規準信号を受信部で作り出さなければならない。そのため位相変調を受けた 200kc 信号を分岐し、狭帯域の水晶フィルタを通してその側帯波をすべて取除くことによつて無変調の 200kc 、すなわち規準信号を得ている。位相検波器出力は直流増巾器によつて増巾され、ブラウン管垂直偏向板にかけられる。

測定値を校正するには 200kc の校正用移相器により一定値（ $50\text{m}\mu\text{s}$ ）だけ移相すると画像は $50\text{m}\mu\text{s}$ に相当するだけ上方（又は下方）に移動する。この移動量をブラウン管面のスケールに合せてやればスケールは直読目盛となる。

また復調器出力を低域濾波器を通して 50% 成分を取り出し、増巾してブラウン管水平軸に加える。したがつて水平軸周波数は送信部の掃引周波数と同じとなる。受信部も遅延等化器によつて遅延特性を等化している。また送受信部ともに掃引範囲を監視するための周波数マーカ回路がある。

4.3 性能

この装置は 70MC を中間周波とするヘテロダイン方式無線中継回線の端局装置および中継機の遅延特性の測定、回線を通しての遅延特性の測定、遅延等化器の調整等に使用できるものである。この装置の主要な性能はつぎの通りである。

- a) 送信周波数： $70 \pm 10\text{MC}$ 掃引を標準とし、 $\pm 12\text{MC}$ 以上に掃引巾をひろげることができる。
- b) 送信出力： 自蔵の 20db および 40db の固定減衰器を併用して、 $+6\text{dbm}$ より -54dbm まで連続可変である。
- c) 受信入力： $+4\text{dbm}$ および -10dbm の2種類を標準とする。
- d) 入出力インピーダンス： 75Ω とし漂遊容量はインダクタンスを付加して補償し、その同調点は $70 \pm 2\text{MC}$ 以内にある。
- e) 測定値は 120mm ブラウン管上に直視でき、 $50\text{m}\mu\text{s}$ を $2\text{m}\mu\text{s}$ 間隔の目盛で測定で

、きる。また倍率を変えてフルスケールを $100\text{ m}\mu\text{S}$ および $278\text{ m}\mu\text{S}$ にすることができる。

f) 横軸は $60\sim 80\text{ MC}$ の間を 1 MC おきに目盛っており、 $\pm 200\text{ kt}$ の確度を有する較正用マーカで目盛を較正できる。

g) 電源は $AC100\text{ V}$ (50 または 60%)を用い $90\sim 105\text{ V}$ の範囲で動作させることができる。

h) 相手端局にも同じ測定装置をおけば回線の片道の測定ができる。

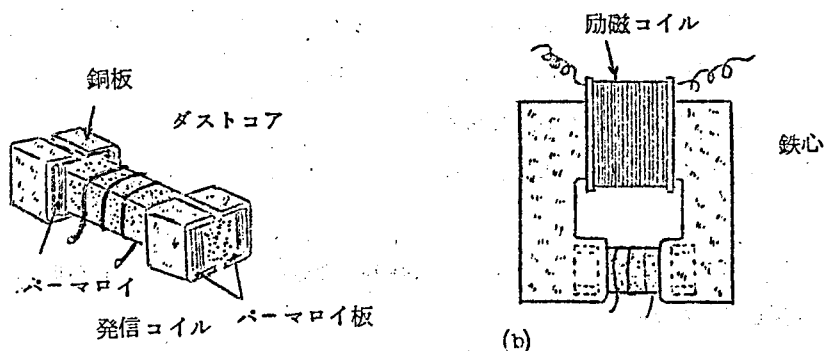
i) 中継回線の変調器より復調器までの遅延特性すなわち Video-Video の遅延特性を測定するため、送信部には 200 kc および 50% の出力端子を設け、受信部には 200 kc 入力端子を設けてある。

4.4 各部の検討

4.4.1 \sim 4.4.7は送信部4.4.8 \sim 4.4.16は受信部に属する。

4.4.1 $180\pm 10\text{ MC}$ 掃引発振器

これはダストコア上に発振コイルを巻き、これを別の鉄心でD、Cならびに 50% ACの重畳電流によつて励磁する。ダストコアはその励磁磁束によつて μ が変化し、したがつて発振コイルのLが変化するから発振周波数が変化する。実際にはダストコアを通る磁束密度を高くするため図4.4(a)に示すようにダストコアの両端部に積層パーマロイ板をあてがい、さ



(a) 図4.4 180 MC 掃引発振器線輪構造

らに発振器の高周波磁束が励磁鉄心の方へ漏れることによる損失を少なくするため銅板によつて静電遮蔽を行い、これを図4.4に示すような形の励磁鉄心にはさんでいる。

励磁コイルは 6 V 6のプレート負荷として挿入し、そのプレート電流によつて励磁してい

る。掃引巾は6V6のグリッドに入る50%の振巾を変化することにより調節し、また中心周波数は6V6のバイアスを変化することにより調節する。これにより±12MC以上の範囲で任意の掃引巾を取ることができる。図4.5にグリッドバイアス対発振周波数の図4.5特性を示す。

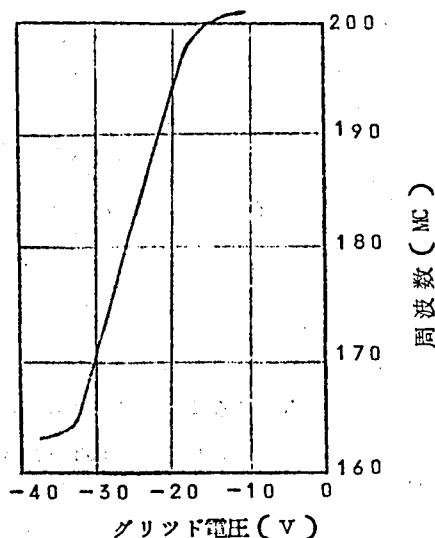


図4.5 180MC 掃引発振器特性

4.4.2 110MCFM発振器 (26)

この部分は110MCLC発振器(6J6)とリアクタンス管(6CB6)から成り、リアクタンス管のグリッドに200KC水晶発振器の出力を加えることにより110MCに±100KC程度の周波数偏移を与えるものである。この装置ではAM-PM変換による誤差を小さくするため、AM成分を非常に小さくしなければならないので従来の回路とは少し異つた回路を用いている。

まず従来のリアクタンス管回路を図4.6に示す。各部の電圧電流およびインピーダンスを図示のように表わすと、共振回路(L_0 , C_0)に並列に入る等価アドミッタンスを Y_r とすれば

$$Y_r = \frac{r_p}{e_p} = g_m \left(\frac{1}{\mu} + \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \quad 4.1$$

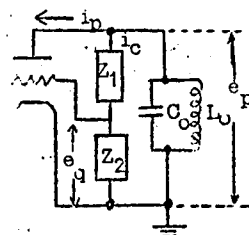


図4.6 一般のリアクタンス管回路

で与えられる。いま一例としてこの回線をインダクタンス管として

$$Z_1 = R \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C}$$

とすると Y_r は

$$Y_r = \frac{g_m}{\mu} + \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2 - 1} g_m - j \frac{1}{\omega^2 C^2 R^2 - 1} g_m \quad 4.2$$

となる。この式よりわかるように発振回路に2つの等価コンダクタンスと1つの等価サセブタンスが並列に挿入されたことになる。発振器出力のAM成分を最小にするには等価コンダクタンスの変化を最小にしなければならない。それには式4.2の第2項をできるだけ小さくしなければならない。そのためには、 $|Z_1| \gg |Z_2|$ ，すなわち $\omega C R \gg 1$ なる条件が必要である。しかるに $|Z_1| \gg |Z_2|$ とすると図4.6において e_g が非常に小さくなり変調感度が低下する。

したがってこの回路でAMを減少するには実用的な意味において限度がある。この装置で採用している回路はこの欠点を除くため考案したものでその回路を図4.7に示す。

各部の電圧電流およびインピーダンスを図示のように定めると発振回路 (L_o, C_o) に並列に入る等価アドミタンス Y_r は

$$Y_r = g_m \left(\frac{1}{\mu} + \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} \right)$$

となる。

1) $Z_1 = \frac{1}{j\omega C}$ $Z_2 = R$ とし $R = \frac{1}{\omega C}$ に選ぶと

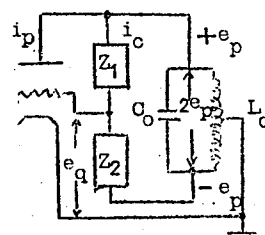


図4.7. この装置に用いたリアクタンス管回路

$$\frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} = \frac{R^2 - \frac{1}{\omega^2 C^2}}{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} + j \frac{\frac{2R}{\omega C}}{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$

$= j$

$$Y_r = \frac{g_m}{\mu} + j g_m$$

$$= G_{eq} + j \omega C_{eq}$$

4.3

$$\text{ただし } G_{eq} = \frac{g_m}{\mu}, \quad G_{eq} = \frac{g_m}{\omega}$$

4.4

したがってこの場合はキャパシタンス管回路となり、その等価回路は図 4.8 に示すようになる。この回路において変化するコンダクタンスは $G_{eq} = (g_m/\mu - 1/r_p)$ のみであり、これは発振回路のアドミッタンスに比して極めて小であり、かつ発振回路に部分的に挿入されているので AM を極少にすることができる。

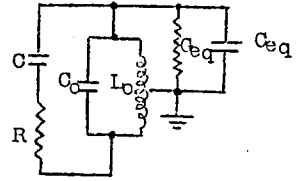


図 4.8 キャパシタンス管としての等価回路

$$\text{ii) } Z_1 = R, \quad Z_2 = \frac{1}{j\omega C}, \quad R = \frac{1}{\omega C} \quad \text{とすると}$$

$$Y_r = \frac{g_m}{\mu} - jgm - G_{eq} + \frac{1}{j\omega L_{eq}} \quad 4.5$$

$$\text{ただし } G_{eq} = \frac{g_m}{\mu}, \quad L_{eq} = \frac{1}{\omega g_m} \quad 4.6$$

ゆえにこの場合はインダクタンス管となりその等価回路は図 4.9 に示すようになる。

次に変調感度について考察してみよう。自励発振器の発振周波数は同調回路の固有周波数に大体等し

く

L_T : 同調回路の全インダクタンス(H)

C_T : 同調回路の全キャパシタンス(F)

とすれば発振周波数 ω は

と

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_T C_T}}$$

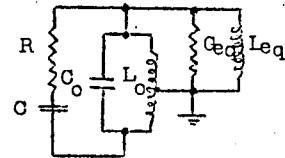


図 4.9 インダクタンス管としての等価回路

である。今 C がわずかに変化した場合の周波数変化は

$$\Delta \omega = \frac{\partial \omega}{\partial C_T} \Delta C_T = -\frac{1}{2} \omega \frac{\Delta C_T}{C_T} \quad 4.7$$

であり、また L がわずかに変化した場合の周波数変化は

$$\Delta \omega = \frac{\partial \omega}{\partial L_T} \Delta L_T = -\frac{1}{2} \omega \frac{\Delta L_T}{L_T} \quad 4.8$$

である。

1) インダクタンス管の場合

この場合の同調部分の等価回路を再び
図 4.10 に示す。抵抗は損失としてのみ
はたらくので省略し、移相回路の C およ
び漂遊容量は C_0 に含まれるものとする。

図 4.10 において同調回路の全インダク
タンスを L_T とすれば式に示すごとく L_T
の微小変化に対する周波数変化率は

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta L_T}{L_T}$$

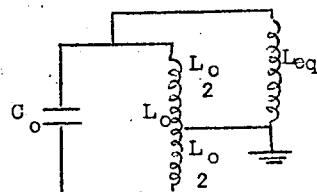


図 4.10

$$L_T = \frac{L_0}{2} + \frac{\frac{L_0}{2} \cdot L_{eq}}{\frac{L_0}{2} + L_{eq}} = \frac{\frac{L_0^2}{2} + 4 L_0 L_{eq}}{2(L_0 + 2 L_{eq})} \quad 4.9$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\Delta L_T}{\Delta L_{eq}} &= \frac{8 L_0 (L_0 + 2 L_{eq}) - 4 L_0 (L_0 + 4 L_{eq})}{4 (L_0 + 2 L_{eq})^2} \\ &= -\frac{L_0^2}{(L_0 + 2 L_{eq})^2} \end{aligned}$$

しかるに式 4.6 より

$$L_{eq} = \frac{1}{\omega g_m}$$

$$\therefore \frac{\Delta L_{eq}}{\Delta g_m} = - \frac{1}{\omega g_m^2} = - \frac{L_{eq}}{g_m} \quad 4.11$$

また式 4.8 より

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta L_T} = - \frac{\omega}{2 L_T} \quad 4.12$$

式 4.10, 4.11, 4.12 より

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\Delta g_m} &= \frac{\Delta \omega}{\Delta L_T} \cdot \frac{\Delta L_T}{\Delta L_{eq}} \cdot \frac{\Delta L_{eq}}{\Delta g_m} \\ &= - \frac{\omega}{2 L_T} \cdot \frac{L_o^2}{(L_o + 2 L_{eq})^2} \cdot \frac{L_{eq}}{g_m} \end{aligned} \quad 4.13$$

$$\begin{aligned} \therefore \frac{\Delta \omega}{\omega} &= \frac{1}{2 L_T} \cdot \frac{L_o^2 L_{eq}}{(L_o + 2 L_{eq})^2} \cdot \frac{\Delta g_m}{g_m} \\ &= \frac{\frac{L_o}{L_{eq}}}{\left(\frac{L_o}{L_{eq}} + 4\right) \left(\frac{L_o}{L_{eq}} + 2\right)} \cdot \frac{\Delta g_m}{g_m} \end{aligned}$$

しかるに

$$\frac{L_o}{L_{eq}} = g_m \omega L_o$$

$$\therefore \frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{\omega L_o}{(g_m \omega L_o + 4)(g_m \omega L_o + 2)} \Delta g_m \quad 4.14$$

式 4.14 がインダクタンス管の場合の変調感度を与える式である。

一例として発振周波数 1MC, $L_o = 60 \mu H$ ($C_o = 500 P F$), リアクタンス管の $g_m = 5 m \Omega$ とすると

$$\omega L_o = 2\pi \times 10^6 \times 60 \times 10^{-6} = 37.68$$

$$g_m \omega L_o = 1.884$$

これを式 4.14 に代入すれば

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = \frac{376.8}{5.884 \times 3.884} \Delta g_m = 16.3 \Delta g_m$$

故に $\Delta g_m = 1\text{ m}$ びすすなわち g_m を 20% 変化したとき, 1MC の 1.63% すなわち 16.3KC 変化する。

ii) キヤパシタンス管の場合

この場合の同調部分の等価回路を図 4.11(a) に示す。(a) 図に於て L_o の中点は零電

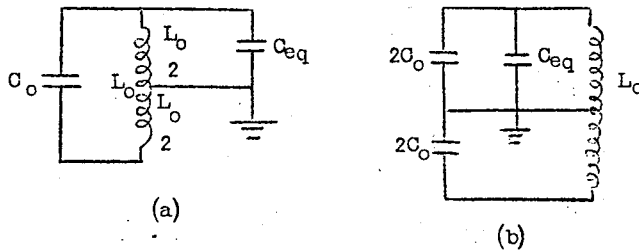


図 4.11

位にあるから, C_o 側の零電位点は極板の中間にあることになるので図 4.11(a) に示すごとく C_o を $2C_o$ なる容量 2 個の直列容量を考え, その接目が接地され, C_{eq} は $2C_o$ の一つに並列に入つたものと考えても回路状態を乱さない。式 4.7 に示すごとく C_T の微小変化に対する周波数変化率は

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_T}{C_T}$$

$$C_T = \frac{2C_o(2C_o + C_{eq})}{4C_o + C_{eq}} \quad 4.15$$

$$\frac{\Delta C_T}{C_{eq}} = \frac{2C_o(4C_o + C_{eq}) - 2C_o(2C_o + C_{eq})}{(4C_o + C_{eq})^2}$$

$$= \frac{4C_o^2}{(4C_o + C_{eq})^2} \quad 4.16$$

しかるに 式4.4 より

$$C_{eq} = \frac{g_m}{\omega}$$

$$\therefore \frac{\Delta C_{eq}}{\Delta g_m} = \frac{1}{\omega} \quad 4.17$$

式4.7より

$$\frac{\Delta \omega}{\Delta C_T} = \frac{-\omega}{2C_T} \quad 4.18$$

式4.16, 4.17, 4.18 より

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\Delta g_m} &= \frac{\Delta \omega}{\Delta C_T} \cdot \frac{\Delta C_T}{\Delta C_{eq}} \cdot \frac{\Delta C_{eq}}{\Delta g_m} \\ &= -\frac{\omega}{2C_T} \cdot \frac{4C_o^2}{(4C_o + C_{eq})^2} \cdot \frac{1}{\omega} \end{aligned} \quad 4.19$$

式4.15より

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\omega} &= -\frac{C_o}{(2C_o + C_{eq})(4C_o + C_{eq})} \cdot \frac{1}{\omega} \Delta g_m \\ &= -\frac{\omega C_o}{(2\omega C_o + g_m)(4\omega C_o + g_m)} \Delta g_m \end{aligned} \quad 4.20$$

式4.20がキャパシタンス管の場合の変調感度を与える式である。前例のごとく発振周波数1MC, $C_o = 500 \text{ PPF}$ ($L_o = 60 \mu\text{H}$), リアクタンス管の $g_m = 5 \text{ m}\Omega$ とすると

$$\omega C_o = 2\pi \times 10^6 \times 500 \times 10^{-12} = 0.00314$$

$$g_m = 0.005$$

これを式4.20に代入すれば

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \omega}{\omega} &= -\frac{0.00314}{0.0113 \times 0.0176} \Delta g_m \\ &= -15.7 \Delta g_m \end{aligned}$$

故に前と同様に $\Delta g_m = 1 \text{ m}\Omega$ すなわち g_m を 20% 変化したとき

$$\frac{\Delta \omega}{\omega} = -0.0157$$

1MC の 1.57% すなわち 15.7 KC 変化し、その変化方向はインダクタンス管の場合に対し逆である。

つぎに発振周波数が高い場合にはリアクタンス管の C_{gk} の影響が無視できなくなり、その等価回路は図 4.12 に示すようになる。 Y_r は

キャパシタンス管の場合

$$Y_r = g_m \left\{ \frac{1}{\mu} + \frac{C(R^2 \omega^2 C_{gk} - 1)}{C(R^2 \omega^2 C_{gk}^2 - 1)} + j \frac{R \omega C_{gk}}{1 + \omega^2 R^2 C_{gk}^2} \right\} \quad 4.21$$

インダクタンス管の場合

$$Y_r = g_m \left\{ \frac{1}{\mu} - \frac{C^2(R^2 \omega^2 C_{gk} - 1)}{C(R^2 \omega^2 C_{gk}^2 - 1)} - j \frac{R \omega C_{gk}}{1 + \omega^2 R^2 C_{gk}^2} \right\} \quad 4.22$$

で与えられ、何れの場合も

$$C = \frac{1}{\omega^2 R^2 C_{gk}} \quad 4.23$$

なる値に C をえらぶと Y_r の第 2 項は 0 となり AM を極小にすることができる。図 4.13 は実際に使用している回路図である。

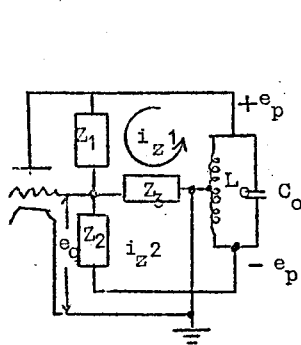


図 4.12 C_{gk} を考慮した等価回路

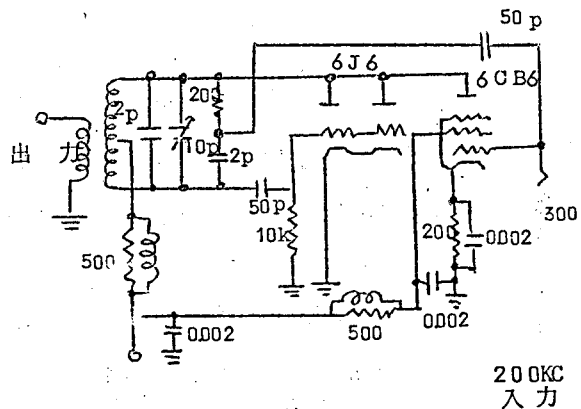


図 4.13 実際に使用したリアクタンス管回路

4.4.3 200KC水晶発振器

この装置の原理が200KCの位相変化を測定することにあるから、使用する200KC発振器はきわめて周波数安定度のよいものでなければならない。周波数の安定化をはかるためには水晶発振器を用いることはもちろんであるが、従来より使用されている無調整回路、あるいはピアース回路ではやや劣るばかりでなく、水晶振動子の励振電流が過大でワイヤマウント水晶振動子に対しては不適当である。したがってこの装置では図4.14に示すような直列共振形水晶発振器を用いている。

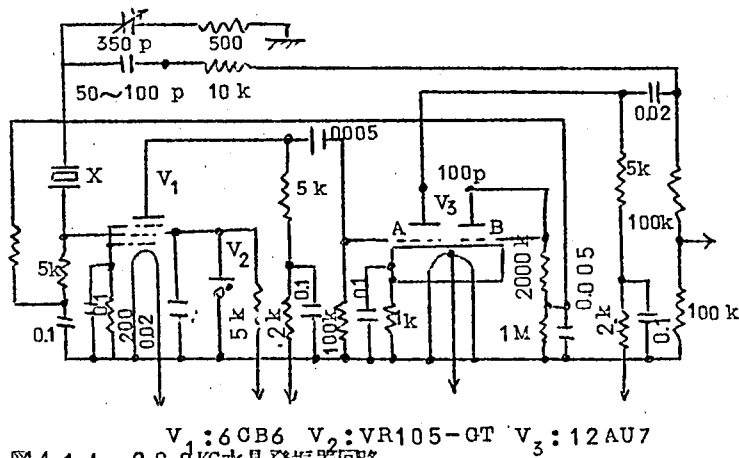


図4.14 200KC水晶発振器回路

この回路の起源はK. Heegner によつて提唱されたいわゆる Heegner 回路に基づいている。すなわち Heegner は段間に同調回路を有する2段増巾器を用い、その饋送回路に水晶振動子を挿入して、水晶振動子が直列共振点において動作する回路を考案した。水晶を含む回路のQが直列共振点付近において充分高ければ、増巾部の定数変化に基づく位相推移が動作周波数に及ぼす影響をきわめて少く止めることができる。これがこの回路の安定な理由であるが、実際の回路では定電圧放電管によつて増巾管のスクリーン電圧を安定化し、さらに発振出力を検波して第1増巾器のグリッドにA G Cをかけている。

電源電圧変動に対する周波数の変化を測定した結果を図4.15に示す。

水晶振動子は恒温槽に収容してあるが、温度的化による発振周波数の変動があれば、この装置の性質上、水晶濾波器を通過するさいに動作点に変化して、濾波器の位相特性による位相変化を生ずる。このことは測定図形の上下方向の移動となつて現われ測定に支障を与えるので、

とくにリップルの少ない恒温槽を使用している。また水晶振動子の経年変化は特に重要な問題であり、つねに信号波の200KCが水晶濾波器を通過しなければならない。このため水晶振動子を直空封入型とし、経年変化は72日間にわたり $+1.2 \times 10^{-6}$ 以下という特性が得られた。

また発振出力は無変調であることが要求される。もし200KC出力が電源リップル等で位相変調を受けていると、これは測定された遅延特性図形に重畳し、測定装置の内部歪と等価になる。それ故発振器の電源リップルは極力小さくし、残留位相変調を $1 \text{ m}\mu\text{s}$ 以下としている。

4.4.4 周波数変換器

180 \pm 10MC掃引発振器出力と110MCFM発振器出力とを混合して70 \pm 10MCの掃引出力を作る回路である。変換管の第1グリッドに180MC掃引波を、第2グリッドに110MCFM波を加えており、また掃引発振器の出力偏差を補償するため変換管の G_k に並列にLを入れている。70MC出力レベルは約-20dbmである。

4.4.5 70MC増巾器

これはL結合2重同調形帯域濾波器(図4.16)を段間に有する5段増巾器で、周波数変



図 4.16 70MC 増巾器

換器出力を増巾して出力端子において+6dbm以上の出力を得る。最終段は75 Ω の陽極負荷になっており約6dbの損失がある。この増巾器の遅延特性の計算値を図4.17に示す。

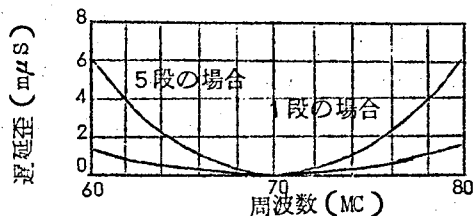


図 4.17 70MC 増巾器遅延歪

4.4.6 遅延等化器

遅延等化器としては図4.18に示すような橋絡T形回路を用いており送受信部にそれぞれ2段もうけてある。遅延等化器の特性はその送受両端の終端インピーダンスの影響が非常に大きいので、これを相互に接続することは特性の調整可能範囲をきわめて狭くする。ゆえにこの装置においては回路の特性インピーダンスに等しい抵抗(200Ω)で終端し、段間にはバッファ管を挿入して相互の影響を防いでいる。したがってバッファ管の負荷インピーダンスは 100Ω となるから利得は殆んど0dbである。

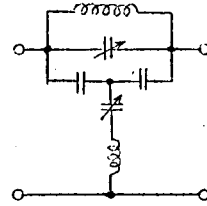


図4.18 遅延等化器回路

この回路はマイクロ波中継機又は回線で使用している遅延等化器と全く同じものであり文献も多いので詳細な説明は省略する。

4.4.7 掃引巾標示器

送信部の出力掃引波の掃引巾を監視するため、70MC増巾器の途中から掃引波を分岐し増巾してQの高い単一同調回路に入れる。この同調回路出力は同調周波数のところで最大出力となり、これを検波すると同調曲線に従った出力を得る。これを増巾して監視用ブラウン管の垂直軸に加え、また掃引周波数で水平軸を振れば同調周波数のところに山ができる。同調回路は同調周波数を変えることができ、直読目盛になつているから山の先端が水平軸の両端にきたときの周波数を読めば掃引巾を知ることができる。

4.4.8 70MC振巾制限器

この装置に使用するリミタの目的は、掃引波の出力偏差を除くことはもちろん必要であるが、200KC A M成分を除くことがさらに重要である。この装置においてはゲルマニウムダ

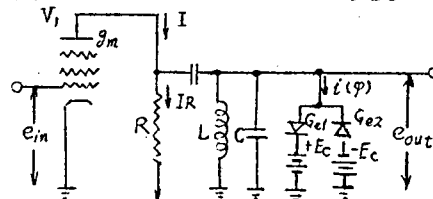


図4.19 70MC 振巾制限器回路

イオードを用いたリミタを採用しており、マイクロ波回線の復調装置に用いられているものとはほぼ同じ回路である。図4.19はその基本的回路である。

V_1 の負荷の R, L, C は並列共振回路を形成して中心周波数 (70MC) に同調しており、これに2個のゲルマニウムダイオード G_{e1}, G_{e2} が互いに極性を逆にして並列接続されバイアスが加えられているので、それぞれ半サイクルごとにこのバイアスを越えた期間だけ電流が流れ、その結果鉱石の等価抵抗が減少し V_1 の利得が低下して出力電圧は一定に制限される。しかし鉱石の等価抵抗は鉱石に流れる電流 (i) の流通角の関数である。

簡単のためゲルマニウムダイオードの特性を図4.20に示すような折線特性とし、その正

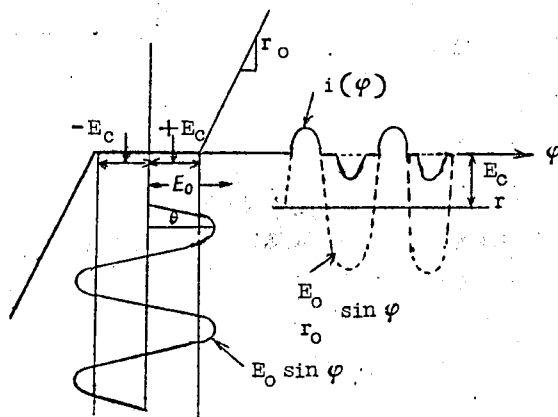


図4.20 振巾制限器動作特性

方向抵抗を r_o とする。流通角を θ とし、鉱石回路の等価抵抗を R_{eq} とすれば R_{eq} は次式で与えられる。

$$R_{eq} = \frac{\pi}{2 \left(\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right)} r_o \quad 4.24$$

したがって V_1 の入力電圧は e_{in} 、出力電圧を e_{out} とすれば同調周波数において

$$e_{out} = g_m \left(\frac{R R_{eq}}{R + R_{eq}} \right) e_{in} \quad 4.25$$

式4.25において $R_{eq} \gg R$ なるときは

$$e_{out} \doteq g_m R e_{in}$$

となり振巾制限作用を失う。故に R_{eq} は R に比し充分小なることが必要である。

この回路の3段の振巾制限特性(実測値)を図4.2.1に示す。

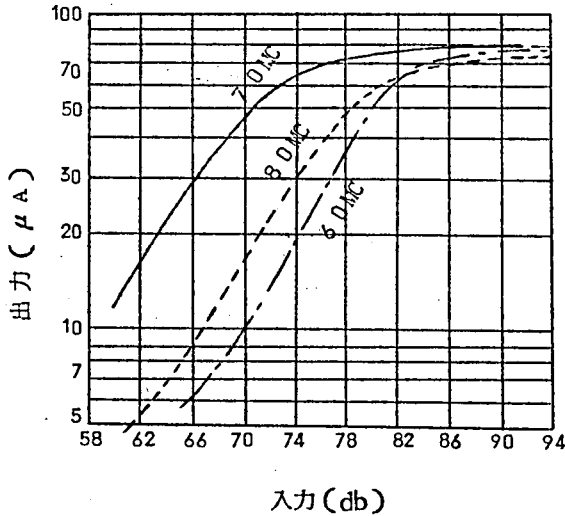


図 4.2.1 70 MC 振巾制限器特性(3段)

このリミタは単に AM を除去するためにのみ用いる場合には時定数が小さいので相当有効に動作するが、後述するようにこのリミタは AM を PM に変換する作用がありこの装置のように微小な位相角を測定する目的に対しては理想的なものとはいえない。

4.4.9 70 MC 周波数弁別器

振巾制限器を通過した波は高調波を含んでいるので、1段の帯域濾波器によって高調波を除去したのち周波数弁別器に入る。この回路は端局装置のそれと同一であつて広帯域において良好な直線性を得るため、図4.2.2に示すように85 MC 付近および55 MC 付近にそ

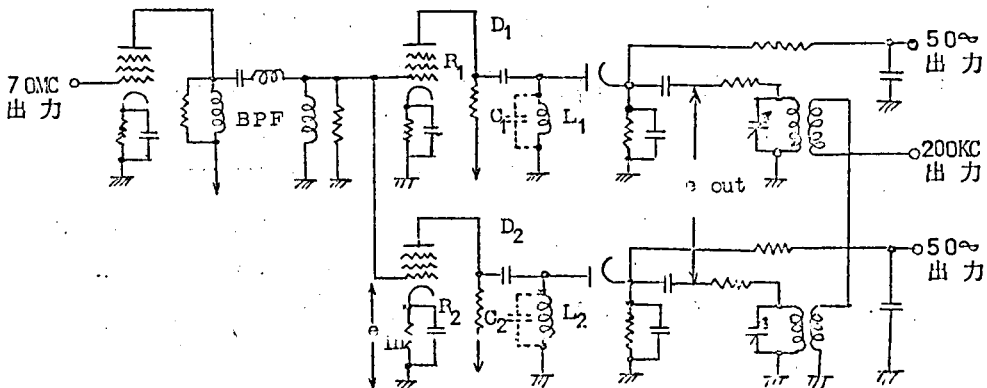


図 4.2.2 周波数選別器回路

れぞれ同調点をもつ $L_1 C_1$, $L_2 C_2$ が構成する単同調回路の振巾特性の傾斜によって周波数弁別し、両者の出力を位相を合せて合成する。

いま簡単のため掃引を考えず入力波は中心周波数 (ω_0) において $\cos pt$ なる余弦波で FM された波と考え、AM は存在しないものとし弁別器 D_1 についてのみ考える。

図 4.2.3 (a) に示すように D_1 の振巾特性の傾斜を $-S_\theta$ とし、位相特性の傾斜を $-S_\theta$ とする。入力波の最大周波数偏移を ω_d とし、入力 FM 波の瞬時値 i に対応するベクトル表

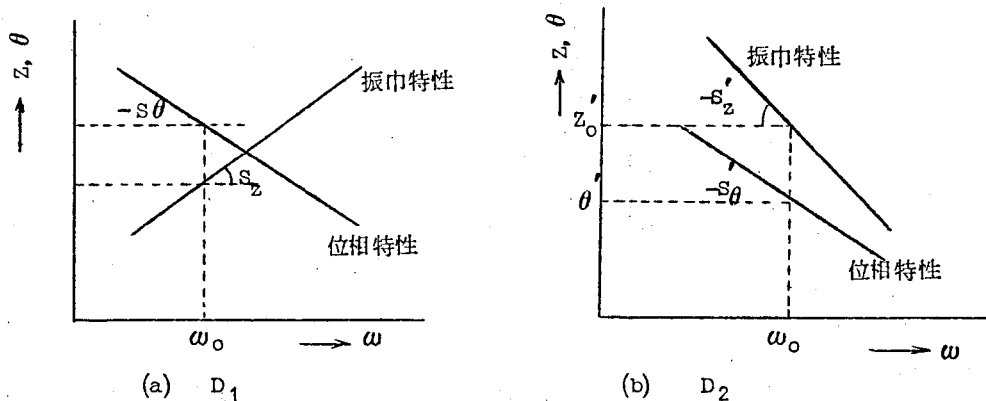


図 4.2.3 周波数弁別器の特性

示を I とすれば

$$\begin{aligned} i &= I_0 \varepsilon^{j(\omega_0 t + m_f \sin p t)} \\ &= I_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(m_f) \varepsilon^{j(\omega_0 t + n p t)} \end{aligned} \quad 4.2.6$$

弁別器の出力電圧をベクトル表示で e とすると、 e は次式で与えられる。

$$e = I_0 \{ Z_0 + S_z \omega_d \cos p(t - S_\theta) \} \varepsilon^{j \{ (\omega_0 t + \theta_0) + m_f \sin p(t - S_\theta) \}} \quad \dots\dots\dots 4.2.7$$

この式は明らかに FM と AM を同時に受けた複合変調波であつて AM 部分も FM と同じく余弦波で変調され、且つ FM, AM 両部分とも入力波に対して $p S_\theta$ なる時間だけ遅延されて表れる。すなわち弁別器回路も遅延特性をもっていることがわかる。式 4.2.7 の波を 2 極管で検波して得られる出力を e' とす

れば検波能率を k として

$$e' = k I_0 \{ Z_0 + S_z \omega_d \cos p(t - S_\theta) \} \quad 4.28$$

つぎに D_2 について考えれば図 4.23(b) に示すように D_2 の振巾特性の傾斜は D_1 のそれに対して逆符号であるからこれを $-S_z'$ とし、位相特性の傾斜は同符号であるからこれを $-S_\theta'$ として同様の計算を行い、その検波出力を e'' とすると

$$e'' = k I_0 \{ Z_0' - S_z' \omega_d \cos p(t - S_\theta') \} \quad 4.29$$

両検波管の出力は位相を合せて合成されるから、その合成値を e_{out} とすると

$$e_{out} = e' + e'' \\ = k I_0 (Z_0 - Z_0') + I_0 k \omega_d \{ S_z \cos p(t - S_\theta) + S_z' \cos p(t - S_\theta') \} \quad 4.30$$

簡単のため $S_\theta = S_\theta'$ とおくと

$$e_{out} = k I_0 (Z_0 - Z_0') + k I_0 \omega_d (S_z + S_z') \cos p(t - S_\theta) \quad 4.31$$

以上は掃引を考えていなかったが、ここで ω_0 を p に比して充分低い周波数で掃引すると式 4.31 の第 1 項は掃引周波数の電圧となり、第 2 項は $S_z + S_z'$ および S_θ が ω に対して一定でないときには振巾変調および位相変調を受けることになる。第 2 項の前者は弁別器の非直線歪をあらわし後者は遅延歪を表わす。この遅延歪は周波数弁別器回路の位相特性より生ずる本質的なものであり、信号振巾には無関係である。

次に D_1, D_2 の出力が合成されるときの問題を考えよう。式 4.31 においては簡単のため、 $S_\theta = S_\theta'$ と仮定したがこの仮定は掃引帯域内の 1 点の周波数では成立し得ても帯域全範囲に対して成立するとは限らない。 D_1, D_2 の振巾特性および遅延特性は図 4.24 に示されるような形であり、 D_1, D_2 のそれぞれの遅延特性は 70 MC に対して非対称であつて総合特性として対称となる。 D_1, D_2 の出力の合成については計算式によるよりもベクトル図で説明した方がわかり易い。すなわち図 4.25(a) において $\overline{OA}, \overline{OB}, \overline{OC}$

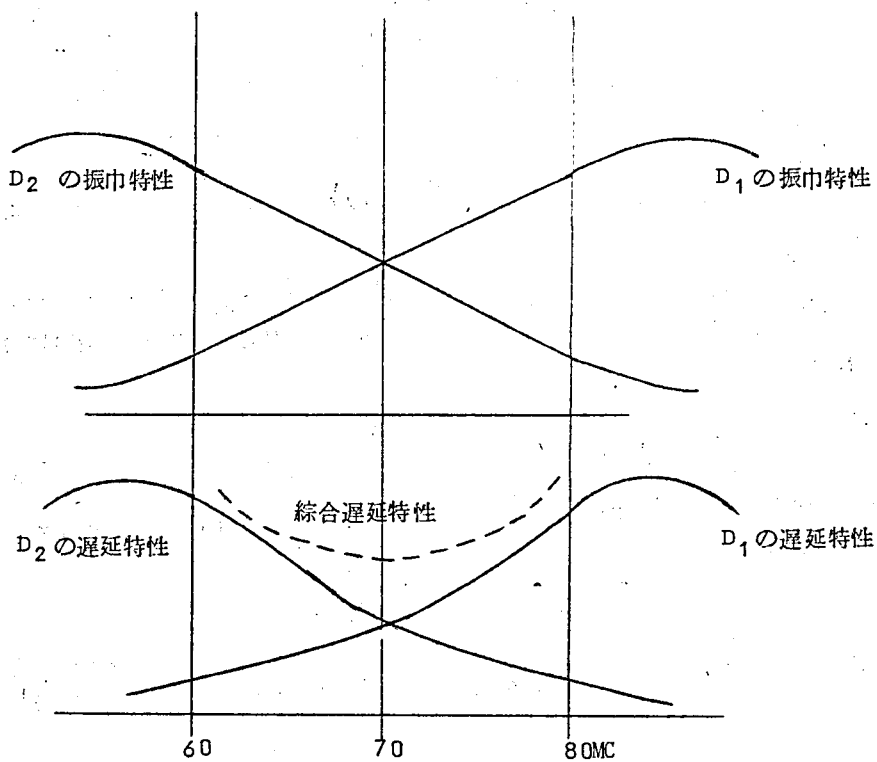


図 4.2.4 D_1 , D_2 の振巾および遅延特性

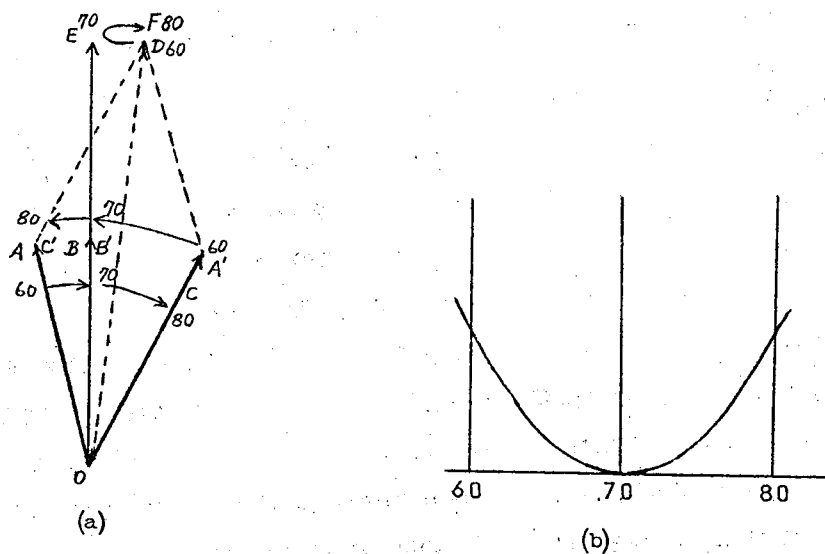


図 4.2.5 周波数弁別器の遅延特性 (D_1 D_2 が平衡している場合)

はそれぞれ搬送波が60, 70, 80MCのときの D_1 の出力の $\cos pt(200KC)$ のベクトルを表わす。また $\overline{OA'}$, $\overline{OB'}$, $\overline{OC'}$ は同じく D_2 のそれを表わす。 D_1, D_2 の出力が常に等しいときは合成ベクトルは搬送波60, 70, 80MCに対して, \overline{OD} , \overline{OE} , \overline{OF} なる如く動き、故に遅延特性は図4.25(b)に示す如く画かれる。今もし D_2 出力 $< D_1$ 出力であるとし、 D_2 の出力のベクトルを図4.26(a)に示すごとく、 $\overline{OA''}$, $\overline{OB''}$, $\overline{OC''}$

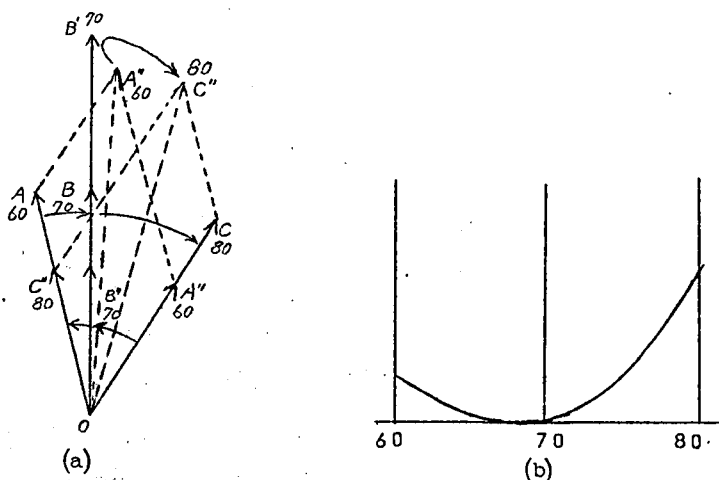


図 4.2.6 周波数弁別器の遅延特性
(D_1, D_2 が不平衡の場合)

とすると、合成ベクトルは \overline{OD} , \overline{OE} , \overline{OF} となり、この場合の遅延特性は図4.26(b)に示すごとく画かれる。すなわちこの場合の遅延特性は傾斜が加わつて70MCに対して非対称となる。このように周波数弁別器の遅延特性は D_1, D_2 の感度特性(D_1, D_2 の感度差ならびに微分特性)が関係する。それ故周波数弁別器の遅延特性は帯域濾波器の遅延特性のごとく信号振幅に無関係ではなく、安定度に関しても条件が厳格となる。

4.4.10 周波数標示器

これはブラウン管上の水平軸周波数目盛を校正するためのもので、55~85MCの校正されたマーカ発振器の出力と、振巾制限器のところから分岐された掃引波とを図4.27(a)に示すごとく周波数変換器に入れてビートを作る。変換管の負荷は500KCの同調回路になっている。入力信号は掃引されているので周波数変換管はマーカ発振器の発振周波数より

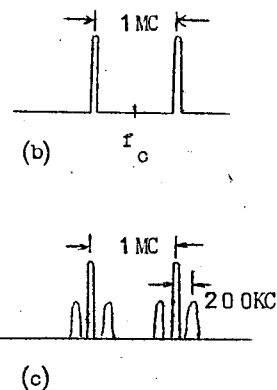
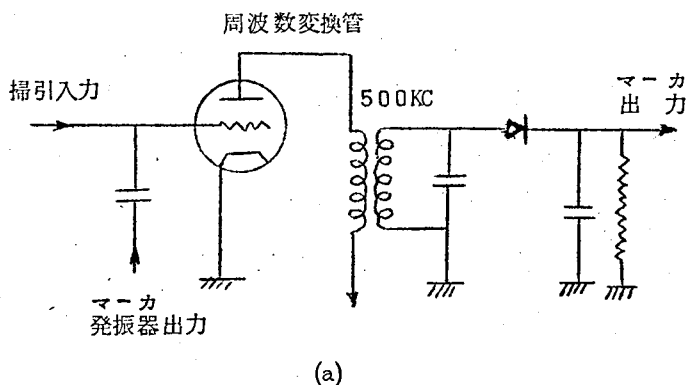


図 4.27 周波数標示器

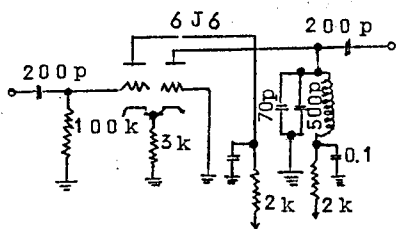
±500KCはなれたところでパルス的に500KCを発生する。ゆえにこれを検波増巾して測定図形に重畳すると、ブラウン管上では1MCはなれて2つのパルスが出て、その中央がマ-カ発振器の周波数 f_o を示すことになる。(図4.27(b))

実際には入力波は50%掃引のほかに200KCFMがかかっているので、図4.27(c)に示すように前述の2つのパルスのそれぞれの両側±200KCはなれたところに、側帯波の存在による別のパルスが現われる。搬送波によるパルスと、この側帯波パルスとの相対的大きさによつて200KCFMの変調度を知ることができる。±100KC ($m_f = 0.5$) 変調の場合両パルスの高さの比は約9:2である。しかしこの装置では変調度を変化することは余りないので、側帯波パルスはパルス増巾器でスライスして除去し、マ-カを見やすくしてある。ブラウン管上で周波数目盛が等分目盛であるためには周波数掃引波形と水平軸掃引波形とが全く同一であるとともに、位相差のないことが必要である。

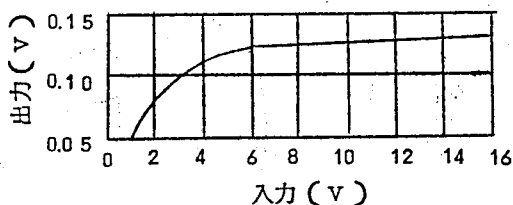
4.4.1.1 200KC増巾器および振巾制限器

200KC増巾器は帯域巾±10KC、利得80dbで、周波数弁別器出力の200KCを約20Vまで増巾する。すでに述べたとおり弁別器の200KC出力は一般に弁別器の非直線性によつて振巾変調を受けているので位相検波を行う前に振巾制限器によつて振巾変調を取り除かねばならない。振巾制限器としては周波数が低かつ単一周波数であるので、6J6によるカソード結合回路⁽²⁷⁾を用いている。その動作特性を図4.28により解析してみると、 V_2 をカットオフにするために必要な V_1 のグリッド電圧 e_+ は

$$e_+ = \frac{E_B}{1+\mu'} + \frac{1}{\mu} \left\{ \frac{E_B (r_p - \mu' R_k)}{R_k (1+\mu')} + e_\theta \right\}$$



(a) 回路



(b) 特性(実測値)

図 4.29 200 KC 振巾制限器の回路および特性

4.4.12 200 KC 移相器

200 KC 移相器は2つあつて、1つは可変移相器、他は較正用移相器である。可変移相器は信号波通倍器の入力側に、較正用移相器は規準波通倍器の入力側にもうけられている。

a) 可変移相器

これは、信号波、規準波の位相角を直線位相検波範囲に調整するためのもので、所要移相量は 1.8 MC において少くとも 180° が必要であるから 200 KC においては 20° 以上が必要である。図 4.30 に回路を示す。

b) 較正用移相器

これは遅延時間の較正用で、200 KC 規準ベクトルの位相を $50 \text{ m}\mu\text{S}$ ($2\pi/100$ ラジアン) だけ回転させるもので図 4.31

に示すごとく C, R より成る。確度に関しでは 3.4.1 項に解析したところである。

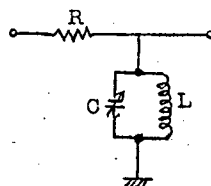


図 4.30 可変移相器回路

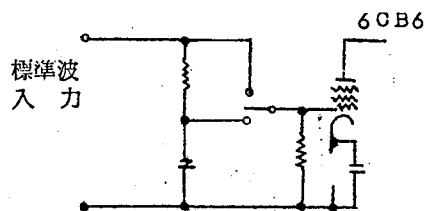


図 4.31 標準移相器回路

4.4.1.3 通倍器

位相検波の感度を上昇するため、200KCを9通倍する回路で3通倍を2度行なっている。そのほか通倍器は振巾制限器特性をもっているので、位相検波の際にAMの影響を軽減できる利点もある。

奇数次の通倍を能率よく行なうには波形を上下対称に切つて矩形波にすればよい。ゆえに回路としては200KC振巾制限器と同じ6J6のカソード結合回路を用いている。ただしプレート負荷の同調周波数を入力周波数の3倍にしている。図4.3.2は「200KC→600KC通倍器」特性、図4.3.3は「600KC→1.8MC通倍器」特性、図4.3.4は200KC振巾制限

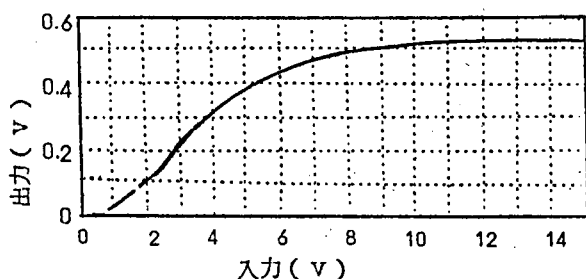


図4.3.2 200kc→600kc通倍器特性

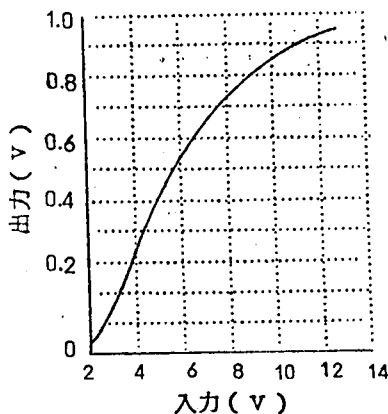


図4.3.3 600kc→1.8MC通倍器特性
(実測値)

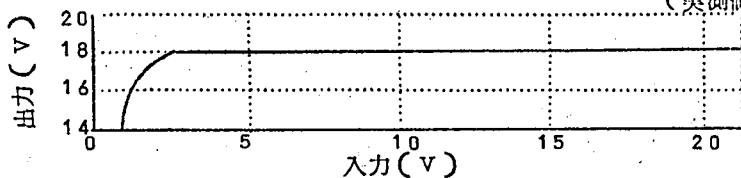


図4.3.4 200KC 振巾制限器、通倍器総合特性

器入力より1.8MC出力までの総合特性を示す。

4.4.1.4 位相検波器

位相検波器は信号波および規準波をベクトル合成してPMをAMに変換し、これを2極管で検波する。この部分の回路を図4.3.5に、またベクトル図を図4.3.6に示す。

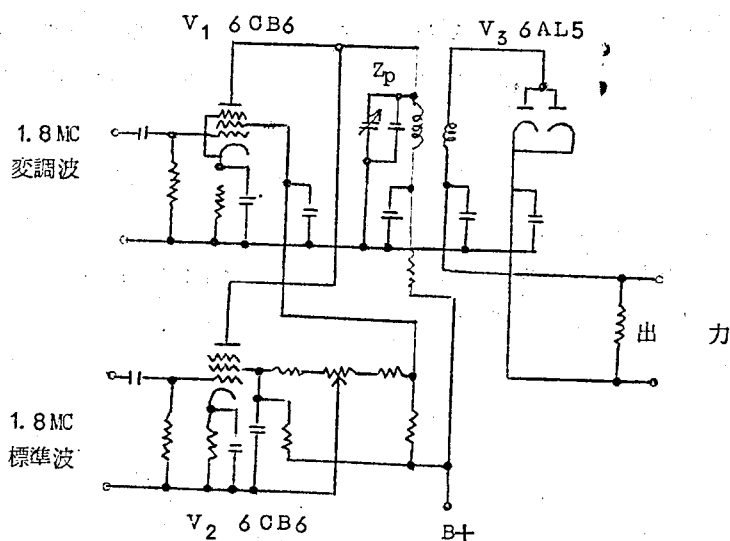


図 4.35 位相合成器回路

V_1 と V_2 とはプレート負荷 Z_p を共用しており、 Z_p は 1.8 MC に同調している。 V_1 のグリッドには PM を受けた 1.8 MC、 V_2 のグリッドには無変調の 1.8 MC が入り両者は V_1 、 V_2 のプレート出力において合成される。しかしてその位相関係は 200 KC 可変移相器によつていかなる位相にも調整できる。今 V_1 の出力を E_1 、 V_2 の出

力を E_2 とし、その位相角の補角を ϕ 、 E_1 、 E_2 の合成振幅を e とする。 $E_1 - E_2 = E$ とすれば

$$e = 2E \sin \frac{\phi}{2}$$

4.32

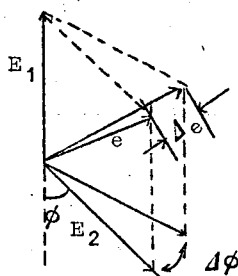


図 4.36 位相合成ベクトル

E を一定として ϕ に対する e の変化を示すと図 4.3.7 に示すような曲線となる。

この関係を成立させるためには $E_1 - E_2$ にする必要があり、これは V_1, V_2 のスクリーン電圧を調整して行なう。このときは $\phi = 0$ において $e = 0$ となるから、ブラウン管上図形の折返り点 (図 4.3.7 において $\phi = 2n\pi$ の点を境として図形は折返る。) が最低位置に来るようにすればよい。また $\phi = 0$ の付近では検波管にかかる 1.8 MC 電圧 (e) が非常に小さくなり検波管の非直線性 (自乗特性) が問題になってくる。したがって実際の測定に際しては、図形の折返り点を利用して $E_1 - E_2$ になるように調整したあと、 ϕ に若干の角度 (約 $10 \text{ m}\mu\text{S}$) を与えて非直線部分を避ける必要がある。図 4.3.8 に 1.8 MC における位相角と時間との関係を示す。図 4.3.6 において $\phi = 0 \sim \frac{\pi}{3}$ の範囲においては e と ϕ との関係は

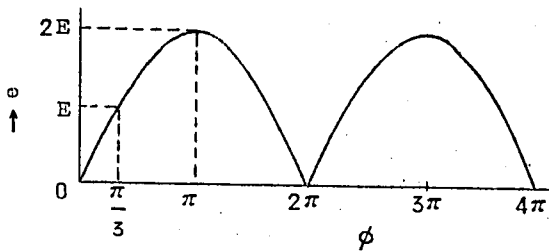


図 4.3.7 位相差と合成電圧との関係

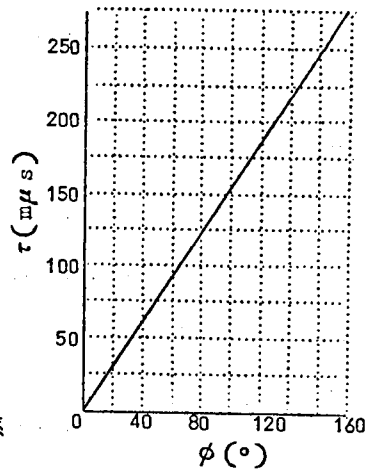


図 4.3.8 1.8 MC の時間対位相角関係

ほぼ直線と考えて差支えない。これは約 $100 \text{ m}\mu\text{S}$ に相当する。また $\phi = 0 \sim \pi$ の範囲は $278 \text{ m}\mu\text{S}$ に相当し、これは図形が折返らないで測定できる限界であるが目盛は非直線目盛となる。図 4.3.9 に測定用スケールの一例を示す。

位相検波器の出力には感度切換器があり、 $\times 1, \times 2, \text{NL}$ の 3 点を切換える。はじめ $\times 1$ にして較正用移相器によつて $50 \text{ m}\mu\text{S}$ フルスケールの感度を得る如く調整すれば、 $\times 2$ に切換えると $100 \text{ m}\mu\text{S}$ フルスケールとなり、 NL に切換えると $278 \text{ m}\mu\text{S}$ フルスケール

ルとなる。N. L.の場合には図4.39の右側のスケールを使用する。

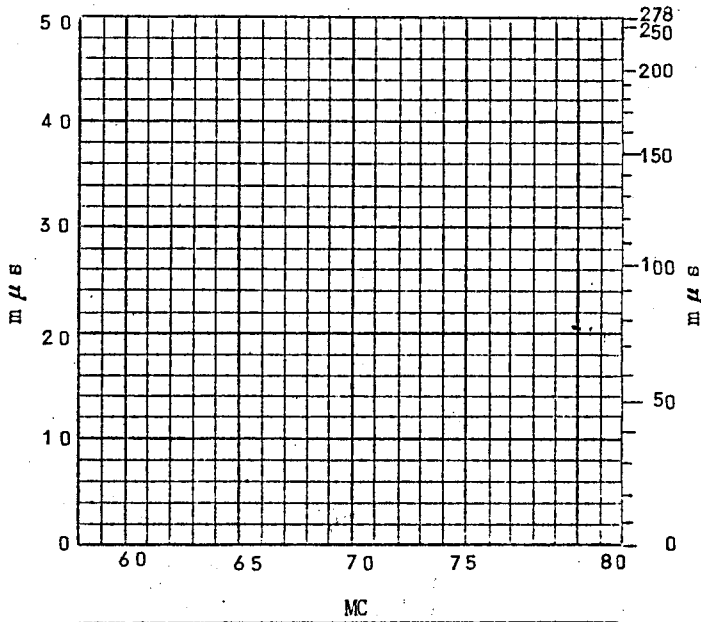


図 4.39 測定用スケールの一例

4.4.15 200KC水晶濾波器

200KC信号波より規準波を取り出すためには尖鋭な特性をもつた濾波器が必要である。

200KCの受けている位相変調は掃引周波数すなわち50%を基本波とするから、濾波器の入力信号は50%おきに側帯波を有する200KCである。いま側帯波の減衰を40db与えたとすれば残留側帯波は1%で、普通測定の対象となる程度の遅延特性であれば変調度と第1側帯波は比例するから測定誤差も1%となりまず充分であろう。50%で40dbの減衰はQに換算すれば 2×10^5 となる。この装置の水晶濾波器はヤウマン回路2段の縦続接続であり、使用した水晶振動子はワイヤマウント、真空封入のもので $\pm 50\%$ で約80dbの減衰特性が得られている。またQの非常に高い水晶濾波器では機械的振動により動作が不安定になり易いが、この回路はその点満足すべき安定度が得られた。

使用した水晶振動子の特性を表2に、水晶濾波器回路および特性をそれぞれ図4.40、図4.41に示す。

水 晶 f_0	f_0 (150 pF 直列) の 200 KC に 対する偏差	C_1	Q
X_1	- 3.2 %	56 Ω	50.7×10^4
X_2	- 3.8 %	60 %	47.3×10^4

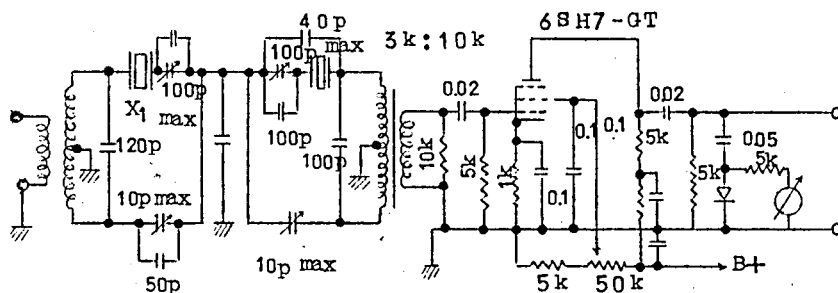


図 4.40 ヤウマン形水晶ろ波器回路

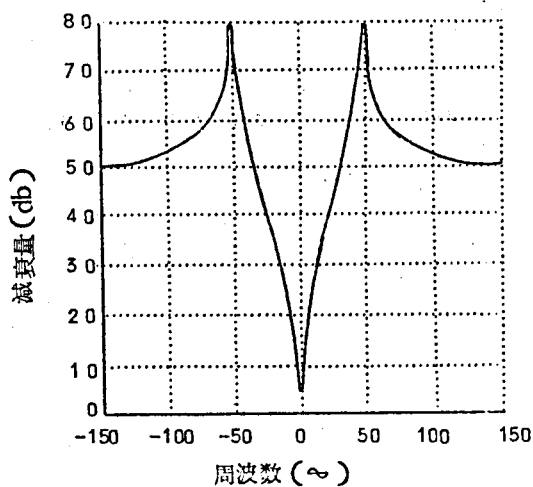


図 4.41 ヤウマン形水晶ろ波器の特性

4.4.16 垂直軸増巾器

位相検波器出力はこれを増巾して垂直軸偏向板へかけるがこの増巾器は直流増巾器でなければならない。その理由はもし交流増巾にすると図4.36のベクトル図において位相角 ϕ が徐々に変化した場合、 ϕ の変化はブラウン管上には現われず、 $\Delta\phi$ (50%で変化している分)のみがブラウン管面の一定位置に現われていることになり、図4.37に示す位相検波特性においてその直線範囲で動作していることが保証できなくなるからである。直流増巾にすれば図形がブラウン管上に現われている限り直線位相検波を保証することが出来る。(もちろん100 m μ s以内の遅延特性に対してである。)増巾回路としては図4.42に示す如くカ

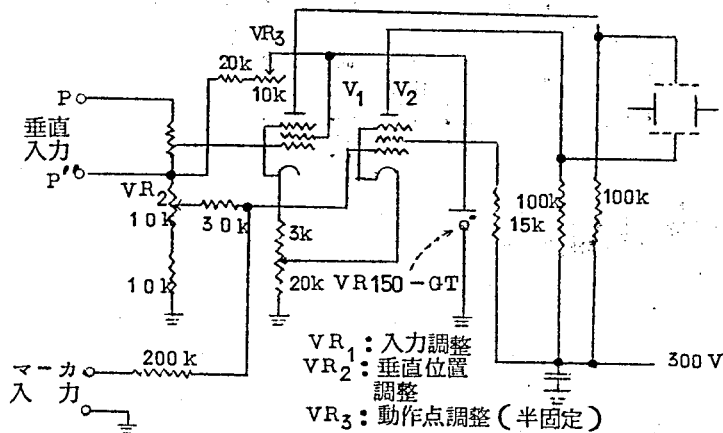


図 4.4 2 垂直軸増巾器回路

ソード結合による強制バランス回路を用いまた放電管によって動作を安定にしている。

4.5 確度に関する考察

この測定装置はすでに述べたように、送信部より送出された掃引信号の200K Ω 成分が被測定系の位相特性の非直線性によって受ける位相変化を検出することによってその系の遅延特性を測定するものである。したがって測定装置内部において200K Ω に位相変調を生ぜしめる要因があればこれはすべて誤差の対象となり得るので誤差の因子が多くかつ複雑である。

いま確度に影響する因子を列記してみればつぎのとおりである。

- 1) 70M Ω 帯域濾波器、周波数弁別器などの回路の遅延特性
- 2) 70M Ω 振巾制限器入力に振巾変調が存在する場合、振巾制限器によって生ずる位相変調
- 3) 70M Ω 振巾制限器出力に200K Ω 振巾変調が残留している場合、周波数弁別器で発生する位相変調
- 4) 200K Ω の振巾変調成分が200K Ω 振巾制限器で変換して生じる位相変調
- 5) 200K Ω の振巾変調成分が200K Ω 増巾器で生じる位相変調
- 6) 200K Ω 回路に結合がある場合に生じる位相変調
- 7) ハムによる位相変調および各部回路のバイパスが不良の場合に生じる位相変調
- 8) 位相検波器に残留する振巾変調
- 9) 200K Ω 標準移相器の確度
- 10) 200K Ω 水晶濾波器の側帯波抑圧度
- 11) 200K Ω 回路、通倍器および垂直軸増巾器の帯域巾
- 12) 指示部増巾回路の直線性

このうち、1)は測定装置のもつ本質的な遅延特性であつて、回路定数を与えればその形状および数値を計算することができる。この補償のためにすでに述べたように遅延等化器を自蔵しており、測定装置自身で生じるすべての位相変調を偏差2m μ s以内に収めている。2)および3)は70M Ω 回路で発生する位相変調であり、4)～6)は200K Ω 回路で発生する位相変調である。また7)以下は位相変調以外の原因により生じる誤差である。以下これらのうちおもな項目について順次論じることとする。

4.5.1 70M Ω 振巾制限器におけるAM-PM変換

搬送波回路(こゝでは70M Ω 回路)におけるAM-PM変換の一般論については3.6.2に述べた所であるが、こゝでは非線形回路として振巾制限器を考え、そのAM-PM変換について考察しよう。

この測定器で使用されている振巾制限器回路は図4.44に示すごとく、同調回路に並列に鉱石ダイオードを2個極性を逆にして挿入し、それぞれの鉱石にバイアスをかけた回路である。図4.45にその等価回路を示す。 e_0 は定電圧源、 R_0 は真空管の内部抵抗、 R は鉱石の等価抵抗、 X は同調回路のリアクタンス分、 e_g はこの回路の出力電圧を表す。

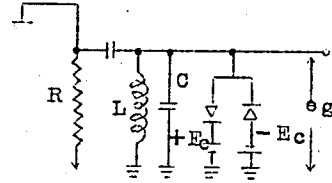


図4.44 70 Mc 振巾制限器回路

e_0 に対する e_g の位相角を ψ とし $R_0 \gg R$ とすれば

$$\psi \doteq \tan^{-1} \frac{R}{X} = \tan^{-1} \frac{B}{G} \quad 4.32$$

$$\text{但し } G = \frac{1}{R}, \quad B = \frac{1}{X}$$

式4.32の G は鉱石のバイアスを越えて流れる電流の流通角の函数である。

流通角を θ とし、鉱石の正方向コンダクタンスを G_0 とすれば、 e_0 の微小変化に対する ψ の変化すなわち $\Delta\psi / \Delta e_0$ は次式で与えられる。

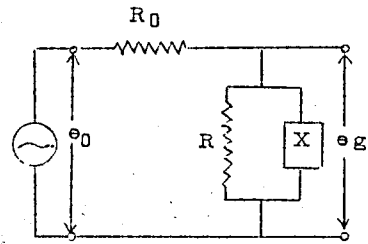


図4.45 振巾制限器の等価回路

$$\frac{\Delta\psi}{\Delta e_0} = -\frac{2}{\pi} \cdot \frac{B G_0}{G^2 + B^2} (1 - \cos 2\theta) \cot \theta \cdot \frac{1}{e_0} \quad 4.33$$

$$\eta = \frac{\Delta\psi}{\psi} \quad \text{とすれば}$$

$$\eta = -\frac{2}{\pi} \frac{G_0}{B} \frac{\sin^2 \psi}{\psi} (1 - \cos 2\theta) \cot \theta \cdot \frac{\Delta e_0}{e_0}$$

$$= -\frac{2}{\pi} \frac{G_0}{B} \frac{\sin^2 \psi}{\psi} \sin 2\theta \cdot \frac{\Delta e_0}{e_0}$$

$$= -K \sin 2\theta \cdot \frac{\Delta e_0}{e_0} \quad 4.34$$

但し

$$K = \frac{2}{\pi} \frac{G_0}{B} \frac{\sin^2 \phi}{\phi}$$

$$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}, \quad -\frac{\pi}{2} < \phi < \frac{\pi}{2}$$

G_0 , B , ϕ を一定とすれば式 4.34 の示すごとく, AM-PM 変換率 η は $\sin 2\theta$ に従って変化し $\theta = 0$ および $\theta = \frac{\pi}{2}$ なるとき $\eta = 0$ となり, $\theta = \frac{\pi}{4}$ のとき η は最大となる。

いま図 4.43 に示すとおり 70 MC に同調した振巾制限器回路において

$$C = 10 \text{ pF}, \quad L = 0.52 \text{ } \mu\text{H}$$

$$G_0 = 0.005 \text{ } \Omega, \quad G_R = 0.002 \text{ } \Omega$$

とし, $\theta = \frac{\pi}{4}$ として η を計算する。

$$G = 0.0029$$

60 MC においては

$$B = 0.0015, \quad \phi = 0.48$$

$$\frac{\sin^2 \phi}{\phi} = 0.44, \quad \frac{G_0}{B} = 3.3$$

$$\therefore \eta = 0.92 \frac{\Delta e_0}{e_0}$$

いま入力波の振巾変調度を 1% とすれば

$$\Delta \phi = 0.004$$

すなわち振巾変調度 1% の AM は 60 MC の点においては ± 0.004 ラジアン の PM に変換されることになる。さらにこれを周波数変化 Δf に換算すると

$$\Delta f = 200 \times 0.004 = 0.8 \text{ KC}$$

送信部において変調された本来の FM の周波数偏移は $\pm 100 \text{ KC}$ であるから, 弁別器出力の受ける位相変化 ξ は

$$\xi = \tan^{-1} \frac{0.8}{100} = 0.008$$

これを遅延時間に換算すると $6.4 \text{ m}\mu\text{s}$ となる。

すなわち入力信号に1%の200K Ω AMが存在すると真の遅延特性が平坦であつても、ブラウン管上には $\pm 6.4 \text{ m}\mu\text{s}$ の傾斜した遅延特性となつてあらわれる。

しかして入力レベルが変化すると流通角 θ が変化し、AM-PM変換率 η が変化するからブラウン管上の遅延特性が変化する。このレベルによる特性変化を小さくするには流通角 θ をできるだけ大きくし、且つ流通角の変化はできるだけ小さくするように振巾制限器の前にAGCつきの増巾器をもうけるが効果的である。

遅延特性を測定するさいに生じるAM分の周波数は、掃引周波数成分(50又は60C/S成分)と200K Ω 成分とが考えられる。これにより次のことが云える。

- 1) AM分の周波数が掃引周波数成分のみであるときは、これより変換されたPM分の周波数は掃引周波数となり、これは200K Ω 増巾器を通過しないから測定誤差を生じない。
- 2) AM分の周波数が200K Ω only で且つAM変調度が一定の場合には変換されて生じたPM分は一定となり復調200K Ω の位相を一定量ずらせるだけであるから測定誤差を生じない。
- 3) 掃引周波数のAMと200K Ω AMとが重量して存在するときは変換されて生じたPM分は掃引周波数でPMされるので測定誤差を生じる。
- 4) 200K Ω AM分のみが存在し、且つAM変調度が掃引周波数で変化している場合には変換されて生じたPM分は掃引周波数でPMされるので誤差を生じる。

被測定系に振巾特性があるときは必然的に掃引周波数成分と200K Ω 成分より成るAM分を発生しこれは3)の場合に該当する。この波をAGCつきの増巾器を通すことにより掃引周波数成分のAMを除去すると4)の場合に該当するようになる。4)の場合の誤差は流通角を充分大きくすることにより小さくできる。

4.5.2 周波数弁別器におけるAM-PM変換

振巾制限器出力に200K Ω 振巾変調が残留している場合について解析してみる。

いまFM, AMともに変調波は余弦波であるとし、弁別器入力電流 i のベクトル表示を i とすれば

$$i = I(t) e^{j \{ \omega_0 t + \theta(t) \}}$$

$$\text{ここに } I(t) = I_0 (1 + k_a \cos p t)$$

$$\theta(t) = m_f \sin p t$$

であり、 k_a は AM 変調度、 m_f は FM 変調指数である。

$$\begin{aligned} \therefore i &= I_0 (1 + k_a \cos pt) e^{j(\omega_0 t + m_f \sin pt)} \\ &= I_0 \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \left(1 + \frac{k_a}{2} e^{jpt} + \frac{k_a}{2} e^{-jpt}\right) J_n(m_f) e^{j(\omega_0 t + npt)} \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} I_n' e^{j(\omega_0 t + npt)} \end{aligned}$$

$$\text{ただし } I_n' = I_0 \left\{ J_n(m_f) + \frac{k_a}{2} J_{n-1}(m_f) + \frac{k_a}{2} J_{n+1}(m_f) \right\}$$

周波数弁別器の振巾特性の傾斜を S_z 、位相特性の傾斜を S_θ とし、出力電圧のベクトル表示を \dot{e} とすれば

$$\dot{e} = \sum_n (Z_0 + np S_z) I_n' e^{j(\omega_0 t + npt + \theta_0 + np S_\theta)} \quad 4.35$$

ただし Z_0 および θ_0 は中心周波数におけるインピーダンスおよび位相とする。

式 4.35 を書きなおして

$$\begin{aligned} \dot{e} &= Z_0 e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \sum_n I_n' e^{jnp(t + S_\theta)} \\ &\quad + S_z e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \sum_n np I_n' e^{jnp(t + S_\theta)} \end{aligned}$$

しかるに

$$i = I(t) e^{j\{\omega_0 t + \theta(t)\}}$$

により

$$i e^{-j\omega_0 t} = I(t) e^{j\theta(t)} = \sum_n I_n' e^{jnpt}$$

$$\therefore \sum_n I_n' e^{jnp(t + S_\theta)} = I(t + S_\theta) e^{j\theta(t + S_\theta)}$$

また

$$\frac{dI(t)}{dt} e^{j\theta(t)} + j \frac{d\theta(t)}{dt} I(t) e^{j\theta(t)} - j \sum_n n p I_n' e^{jnpt}$$

なるゆえに

$$\begin{aligned} \sum_n n p I_n' e^{jnpt} &= \left\{ -j \frac{dI(t)}{dt} + \frac{d\theta(t)}{dt} I(t) \right\} e^{j\theta(t)} \\ \therefore e &= \left[\left\{ Z_0 + S_z \frac{d\theta(t+S_\theta)}{dt} \right\} I(t+S_\theta) - j S_z \frac{dI(t+S_\theta)}{dt} \right] \\ &\times e^{j\{\omega_0 t + \theta_0 + \theta(t+S_\theta)\}} \end{aligned}$$

この波を2極管によつて検波すればその出力 e' は

$$\begin{aligned} e' &= \left\{ Z_0 + S_z \frac{d\theta(t+S_\theta)}{dt} \right\}^2 I(t+S_\theta)^2 + \left\{ S_z \frac{dI(t+S_\theta)}{dt} \right\}^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \\ &= I_0 \left\{ \left\{ Z_0 + (Z_0 k_a + S_z \omega_d) \cos p(t+S_\theta) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + S_z \omega_d k_a \cos^2 p(t+S_\theta) \right\}^2 + \left\{ S_z k_a p \sin p(t+S_\theta) \right\}^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

4.36

基本波成分を e'' とすれば

$$e'' = I_0 (Z_0 k_a + S_z \omega_d) \cos p(t+S_\theta) \quad 4.37$$

実際には弁別器回路は高低2つの周波数に同調した2組の回路があり、その振巾特性の符号は逆である。前者の出力の基本波成分を e''_H とし後者の出力の基本波成分を e''_L とすれば

$$e''_H = I_0 (Z_{0H} k_a + S_z \omega_d) \cos p(t+S_\theta)$$

$$e_L'' = I_0 (Z_{0L} k_a - S_Z \omega_\alpha) \cos p(t + S_\theta)$$

弁別器出力は e_H'' と e_L'' との差であるからこれを e'' とすれば

$$e'' = e_H'' - e_L'' = I_0 \{ (Z_{0H} - Z_{0L}) k_a + 2S_Z \omega_\alpha \} \cos p(t + S_\theta) \quad 4.38$$

この場合は弁別器出力は位相変調を受けない。つぎにAMが正弦波、FMが余弦波で変調されている場合には

$$I(t) = I_0 (1 + k_a \sin p t)$$

$$e'' = I_0 \{ (Z_{0H} - Z_{0L}) k_a \sin p(t + S_\theta) + 2S_Z \omega_d \cos p(t + S_\theta) \} \quad 4.39$$

この場合には k_a 又は $Z_{0H} - Z_{0L}$ が変化すると e'' の位相が変化する。すなわち e'' は位相変調を受ける。

このように周波数弁別器においてはFM成分とAM成分との位相角に直角成分を持つ場合にAM-PM変換が発生するのであるが、これは例えば700K増巾回路のバイパス回路のインピーダンスが200Kに対して高い場合、そこに200K電圧が表われ、これが次段増巾器で再度700Kを変調するような場合におこり得る現象である。

4.5.3 200K振巾制限器におけるAM-PM変換

周波数弁別器力の200Kは弁別器特性が完全に直線でない場合には振巾変調を受けている。このAMを除去するため200K振巾制限器があるが、この回路でAMがPMに変換される可能性がある。

図4.46の回路において振巾制限管のカソード抵抗 R_k に生ずる電圧はカソード電流 i_k によつて生ずる E_{ik} 入力電圧 E_{gk} を通じてカソードにかかる電圧 E_{gk} との和である。しかして E_{ik} は E_g と同相であるが E_{gk} は E_g に対し位相が90°近くとなる。

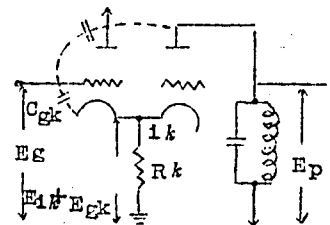


図4.46 200K振巾制限器回路

いま、入力電圧 E_g が AM によつて変化した場合、 E_{gk} は E_g に比例して変化する。しかるに E_{1k} の方はその波形が図 4.47 に示すように負の半サイクルの一部が切り取られているため、その基本波成分の振巾は E_g に比例しない。したがつて合成のカソード電圧 $E_{gk} + E_{1k}$ の位相は E_g の振巾変化につれて変化することになる。 E_{1k} の基本波成分を E_{1k1} とすれば E_g の振巾変化率と $E_{gk} + E_{1k}$ の位相の変化率との関係は次式のようになる。

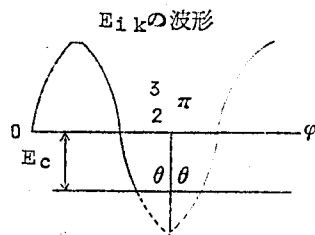


図 4.47 振巾制限波形

$$\frac{d\phi}{\phi} = \left\{ 1 + \left(\sin\theta - \frac{\pi - \theta}{\cos\theta} \right) \frac{E_c}{\pi E_{1k1}} \right\} \frac{E_{gk}}{\phi E_{1k1}} \frac{dE_g}{E_g} \quad 4.40$$

いま $R_k = 5K\Omega$, $C_{gk} = 3PF$, $\theta = \frac{\pi}{4}$

とすれば $d\phi = 0.73 \times 10^{-4}$ ラジアン

これを遅延時間に換算すると $0.06 \text{ m}\mu\text{s}$ となり、この程度ならば問題にする必要はない。

つぎに図 4.46 の回路において入力電圧 E_g が真空管内部或は外部回路の漂遊容量を通して出力側に漏洩する場合を考えよう。

E_g は振巾が変化する波であり、出力電圧 E_p は振巾制限されて振巾一定の波となっている。したがつて E_g の漏洩分が E_p に直角成分をもつて重畳すれば合成の出力電圧 E_p' は位相変調を受けるようになる。

E_g の漏洩分 ΔE_g とし、 ΔE_g と E_p とが直角であるとし、かつ E_g の振巾変調度を 10% と仮定して、位相変調が $1 \text{ m}\mu\text{s}$ (0.0013 ラジアン) になるような $\Delta E_g / E_p$ は

$$\frac{\Delta E_g}{E_p} = \frac{0.0013}{0.1 \times 2} = 0.0065 = -46 \text{ dB}$$

E_g は 1.5 V 程度、 E_p は 1 V 程度であるから、許容される PM を $1 \text{ m}\mu\text{s}$ とすれば、所要

減衰度 $\Delta E_g / E_g$ は 48 dB 以上となる。

4.5.4 200 K C 増巾器における AM-PM 変換

振巾変調波は搬送波と上下両側帯波とより成るが、回路において上下両側帯波の受ける減衰度がことなる場合には AM が PM に変換される。上下両側帯波の振巾が等しくない振巾変調波は

$$i = I_0 \cos \omega_0 t + \frac{I_1}{2} k_a \cos(\omega_0 + \omega) t + \frac{I_2}{2} k_a \cos(\omega_0 - \omega) t$$

で表わすことができる。いま

$$I = \frac{I_1 + I_2}{2}, \quad \Delta I = \frac{I_1 - I_2}{2}$$

とおくと位相角 θ は

$$\theta(t) = \tan^{-1} \frac{\Delta I k_a \sin \omega t}{I_0 + \Delta I k_a \cos \omega t}$$

$I_0 > \Delta I$ なるとき $\theta(t)$ の振巾を $\Delta \theta$ とすれば

$$\Delta \theta \doteq \tan^{-1} \frac{\Delta I}{I_0} k_a \doteq \frac{\Delta I}{I_0} k_a \quad 4.41$$

$\Delta \theta$ を $1 \text{ m}\mu\text{S}$ としたとき許容される振巾特性の偏差は、 $k_a = 0.1$ (10% 変調) とすれば $I_1 / I \doteq 1.26$ となり $\pm \frac{q}{2\pi} \text{ C/S}$ において約 2 dB まで許容できる。 $\frac{q}{2\pi}$ は普通 50 ~ 60 C/S であるから殆ど問題はない。

4.5.5 位相検波器に残留する振巾変調

1.8 MC 位相検波器で変調波と規準波とを合成する際、変調波に振巾変調が残留していれば式

4.3.2 の関係は保たれなくなり誤差を生ずる。図

4.4.8 に示すように規準波を E_1 、変調波を E_2

とし

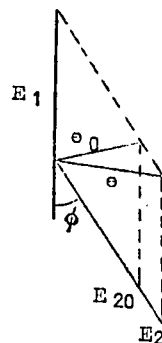


図4.4.8 不平衡電圧の位相合成ベクトル

$$E_2 = (1 + \alpha) E_1$$

なる場合、合成電圧 e を求めれば

$$e = E_1 \left\{ 1 + (1 + \alpha)^2 - 2(1 + \alpha) \cos \phi \right\}^{\frac{1}{2}} \quad 4.42$$

$\alpha = 0$ の場合の e を e_0 とすれば、 $e - e_0$ が誤差になる。これを遅延時間に換算して計算した結果を図 4.49 に示す。図は ϕ をパラメータとし、 α に対する遅延時間誤差を示したものである。4.49

4.5.6 200 K c 水昌波器の側帯波抑圧度

変調度の浅い P.M. 波においては変調度と第 1 側帯波の振巾とは比例すると考えて差支えない。ゆえに第 1 側帯波に 40 dB の減衰を与えれば残略側帯波は 1% となり、出力波の位相変調度も 1% に抑圧される。従つて測定誤差は 1% となる。従つて水昌波器の側帯波抑圧度による誤差は % 誤差であり、測定する遅延特性の値が小さいほど誤差の絶対値も小さくなる。

4.5.7 位相計部の帯域幅

この装置の 200 K c 増巾器回路は図 4.50 に示すような帯域特性であり、600 K c およ

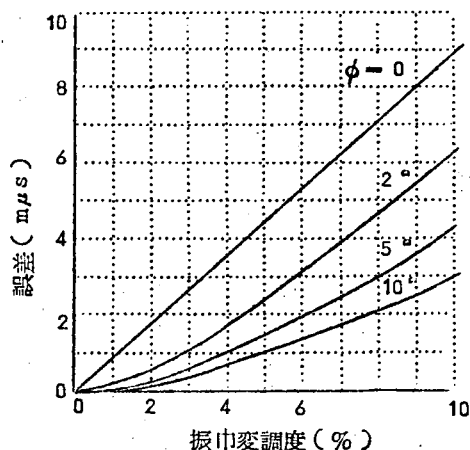


図4.49 位相合成による誤差

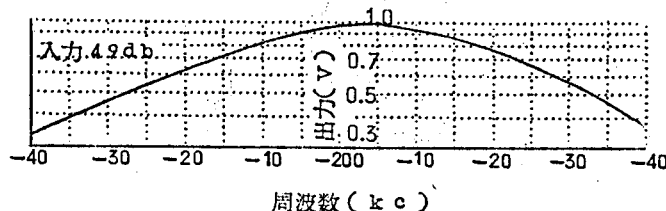


図4.50 200 K c 増巾器 (3段) 周波数特性

び1.8Mc回路はそれぞれ図4.5 1, 図4.5 2に示す帯域特性をもっている。またブラウン管垂直軸増巾器は図4.5 3に示すような低周波特性である。そして実際の回線の複雑な形の遅延特性を測定した場合、掃引巾を変えても図形の変化が認められないので、帯域巾は充分であると考えられる。

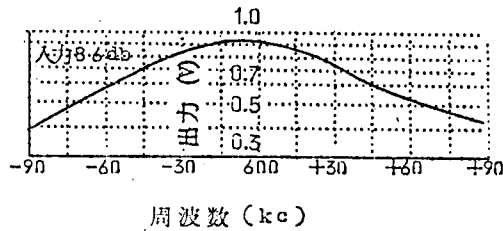


図4.5 1 600kc 増巾器(1段)周波数特性

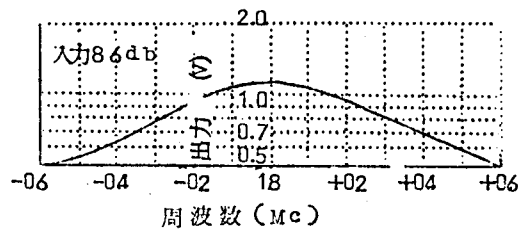


図4.5 2 1.8Mc 増巾器(1段)周波数特性

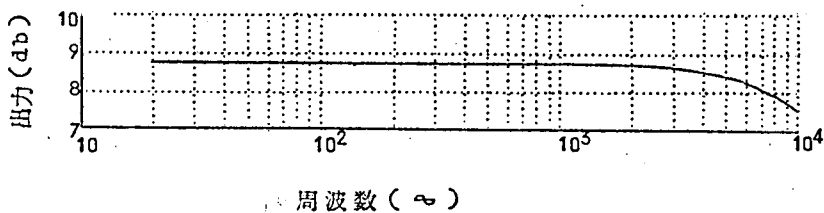


図4.5 3 垂直増巾器周波数特性

4.5.8 整 合 度

測定器の送信部出力は被測定系の入力に接続され、被測定系の出力は測定器受信部入力に接続される。従つて接続ケーブルに対する測定器又は被測定系の整合度がわるいときはエコーを生じ誤差となる。

測定器受信部入力に減衰器を使用しないときは受信部初段増巾器の第1格子に直結される。従つてこの部分は75Ω終端抵抗に並列に真空管の C_{in} が入るので、これを打消すため図4.54に示すごとく補償用の L をそう入して70MCに同調させている。このような回路の入力コインダクタンスを同調周波数の点で正規化して表わせば

$$g(\omega) = \frac{1}{(1 + 4Q^2 X^2)^2} \quad 4.43$$

ただし

$$X = \frac{\omega - \omega_r}{\omega_r}$$

ω_r : 同調角周波数

$$Q = \omega_r C_{in} R$$

いま $\omega_r = 2\pi \times 70 \text{ MC} / \text{s}$

$C_{in} = 10 \text{ pF}$

$R = 75 \Omega$

とすれば

$$Q = 0.287$$

$\omega = 2\pi \times 80 \text{ MC} / \text{s}$ とすると

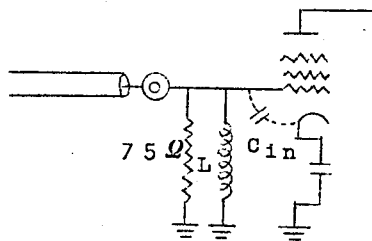


図4.54 入力回路

$$x = \frac{1}{7}$$

$$\therefore g(\omega) = \sqrt{1.0167} = 1.008$$

ゆえに80 MC/Sの点の反射係数を r_{80} とすれば

$$r_{80} = \frac{1.008 - 1}{1.008 + 1} = 0.004 \quad 4.44$$

送端の反射係数を受端のそれと等しいとし接続ケーブルの長さを2 mとすればエコー遅延時間 $\Delta\tau$ は式3.8.7より、

$$\begin{aligned} \Delta\tau &= 4\Gamma \frac{\ell}{v_g} \\ &= 4 \times (0.004)^2 \times \frac{2}{3 \times 10^8 \times 0.67} \\ &= 0.0064 \mu\text{s} \end{aligned}$$

すなわち測定器入力整合度による遅延特性は0.0064 μs となり問題にならない程度の誤差である。同様に測定器送信部と被測定系入力との接続部においても被測定入力部にインピーダンス補償を施せば誤差は無視できる程度となしうる。

4.5.9. Video - Video 測定について

Video - Video測定とは無線回線の一端の変調器より他端の復調器までを含めた遅延特性の測定を意味し、測定器と回線との接続点がVideo周波数回路であることによりこの名称を付することにする。したがって遅延特性測定における受渡し周波数は500/Sと200 KCのみである。変調器には500/Sと200 KCとの重畳した電圧を加え、復調器からは500/Sと200 KCの重畳した電圧を得て測定器の位相計部に入れる。したがって測定器の中間周波回路は誤差に全く無関係であり、この測定における測定器内部で生じる誤差は4.5.3～4.5.7に述べた範囲に止まる。

しかしながら無線回線に含まれる中継機や復調器において3.6, 4.5.1, 4.5.2にのべたよ

うなAM-PM変換が生じる場合には、Video - Video測定における遅延特性の測定値といえども $d\theta/d\omega$ で定義される真の遅延特性とはちがったものになる。

回線の遅延特性を良くする目的は回線において生じる準漏話雑音を規格値以下に減少せしめることにある。ゆえに問題はAM-PM交換のある回線における遅延特性の測定値と準漏話雑音との間の対応如何にかゝる。この問題は未だ充分に解明されていないがAM-PM変換が1次変換で生じる場合には見掛け上の遅延特性がそのまま準漏話雑音と対応することが文献(18)に報告されている。しかし現実の回線におけるAM-PM変換が1次変換のような簡単なものであるかどうかは不明であり、こゝに遅延特性測定と準漏話雑音測定との対応の限界を与えるものが存在している。

4.5.10 総合精度

この測定器の単体としての総合精度は送受信部を同軸ケーブルで直結したとき、測定器内部で発生する200KHzの位相変調が信号レベル、電源電圧、温度変化等に対していかに安定であるにかゝっている。これはいかなる原因によつて200KHzがPMを受けたにせよ、これを遅延等化器によつて補償することができ、かつ安定なものであれば、測定器としてなら問題がないからである。

しかしながら本章初頭において述べたごとく、この測定器は本来回線用測定器であつて送信部と受信部とが地理的にはなれた2点におかれ、回線を通しての測定が可能であることが条件となつている。このような使用条件における測定精度の確保は単体として使用される場合に比し著しく困難であることは言をまたない。こゝにVideo - Video測定の価値の存在するゆえんがある。すなわちVideo - Video測定の際には測定器の中間周波部分は測定精度に全く無関係となるからである。

測定器単体としての規格は70±8MHzの周波数範囲でつぎのように規定されている。

- 1) 測定器自身の遅延特性は偏差2mμs以内
- 2) 5分間における図形の変化は2mμs以内
- 3) 電源電圧の±5%の変動に対し遅延特性は4mμs以内
- 4) 受信部入力を0dBmから+6dBmまで変化した場合の図形の変化は4mμs以内

実際にこの規格はほとんど満足されているが数日間〜数10日間におよぶ長時間安定度に関してはこの規格を割るものが多く、その原因はほとんど中間周波回路にある。そのため長期間回線用測定器として使用するときは問題を少なくすると云う意味でVideo - Video測定

によるのが妥当である。

4.6 実 例

WJ-303測定器による遅延特性の実測例は現在では莫大な数に上るので、こゝではごく初期に得られた数例を示すに留める。

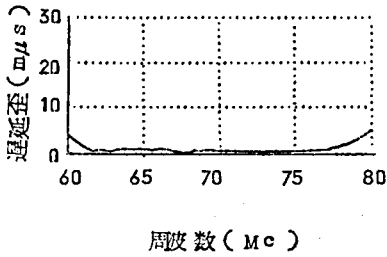


図 4.55 測定装置の残留遅延歪

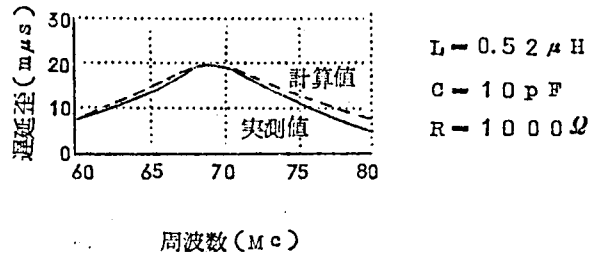


図 4.56 単同調回路の遅延歪 ($Q=4.4$)

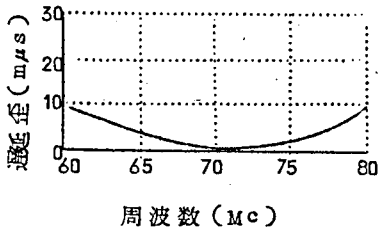


図 4.57 中継機主中間周波増巾器遅延歪
(円海局 10 号機)

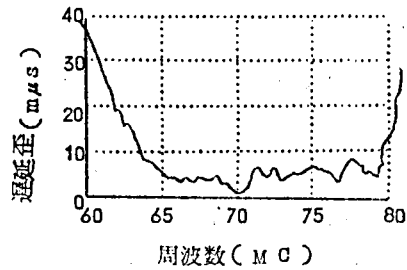


図 4.58 名古屋・大阪間下り回線遅延歪
(第 3 システム)

4.7 雑音負荷試験との対応

4.7.1 理論式

雑音負荷によるFM伝送系における信号対準漏話比は、J. R. Carson の可変周波数理論⁽³⁾により次式で表わされる。(ただし振巾特性の影響は無視する。)

$$2 \text{ 次 } \left(S/D_2 \right)_{\text{dB}} = -20 \log 2 \sqrt{2\pi} \left(b_2 \right) \sigma f \sqrt{1 - \frac{k}{2}} \quad 4.45$$

$$3 \text{ 次 } \left(S/D_3 \right)_{\text{dB}} = -20 \log 3 \sqrt{2\pi} \left(b_3 \right) \sigma^2 f \sqrt{1 - \frac{k}{3}} \quad 4.46$$

ここに

b_2 : 遅延特性の1次係数 ($\text{m}\mu\text{S}/\text{MC}$)

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{dT}{df} \right)_{f=f_c}$$

b_3 : 遅延特性の2次係数 ($\text{m}\mu\text{S}/\text{MC}^2$)

$$b_3 = \frac{1}{2} \left(\frac{d^2T}{df^2} \right)_{f=f_c}$$

σ : 負荷雑音による実効周波数偏移

f : 準漏話雑音のおちるチャンネルの周波数

K : f/f_2

f_2 : 負荷雑音の最高周波数

したがって最高周波数 f_2 における信号対準漏話比は次式によつて与えられる。

$$2 \text{ 次 } \left(S/D_2 \right)_{\text{dB}} = -20 \log 2\pi \left(b_2 \right) \sigma f_2 \quad 4.47$$

$$3 \text{ 次 } \left(S/D_3 \right)_{\text{dB}} = -20 \log 2\sqrt{3} \pi \left(b_3 \right) \sigma^2 f_2 \quad 4.48$$

4.7.2 実験結果

- (1) 図 4.59 に示すごとく、変調器と復調器との間に中間周波による擬似回線をそう入し、遅延等化器 (EQ₂) によつて図 4.60 (a)~(d) に示すごとく擬似回線の遅延特性を形成した。

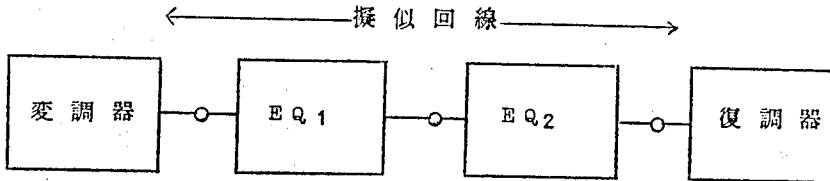


図 4.59

図 4.60 (a) は変復調器のみの総合遅延特性であり、図 4.60 (b) はこれを遅延等化器 (EQ₁) を用いて補償した場合の特性である。また図 4.60 (c) は別の遅延等化器 (EQ₂) により、40 mμs / 16 MC の傾斜を与えたものであり、図 4.60 (d) は 20 mμs / 16 MC の傾斜を与えたものである。

図 4.60 (c) により最高チャンネル (D band, $f = 2 \text{ MC}$) における 2 次の信号対準漏話比を計算によつて求めよう。

$$b_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{dT}{df} \right) = \frac{1}{2} \times \frac{40}{16} = 1.38 \text{ m}\mu\text{s} / \text{MC}$$

$$\sigma = 0.89 \text{ MC r. m. S. (480 CH 相当)}$$

$$f_c = 2 \text{ MC} / \text{S}$$

式 4.47 にこれらの値を代入すれば

$$\{S/D_2\} = 36 \text{ dB}$$

同様に図 4.60 (d) に対する 2 次の信号対準漏話比を求めると

$$\{S/D_2\} = 42 \text{ dB}$$

となる。

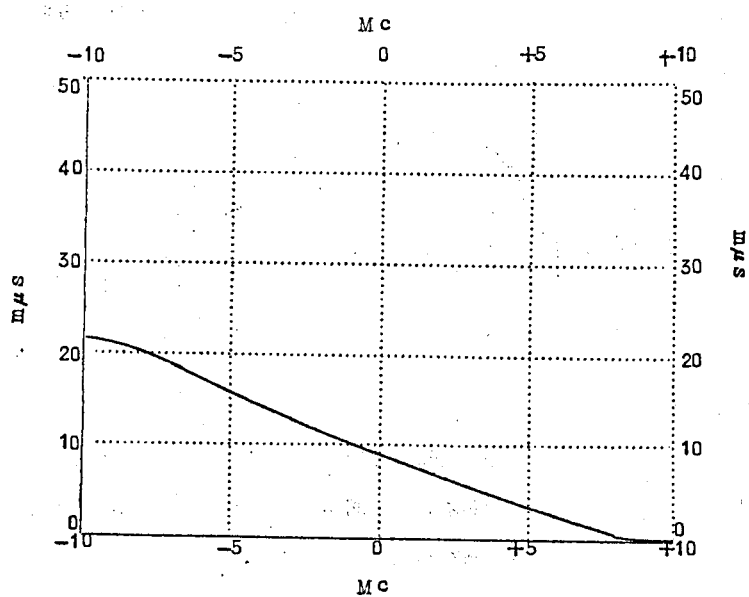


图 4.60 (a)

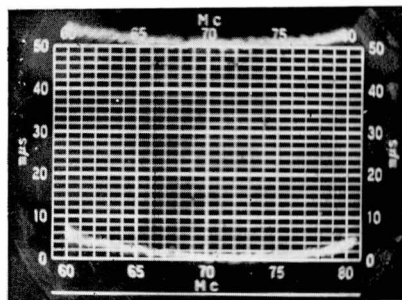


图 4.60 (a)

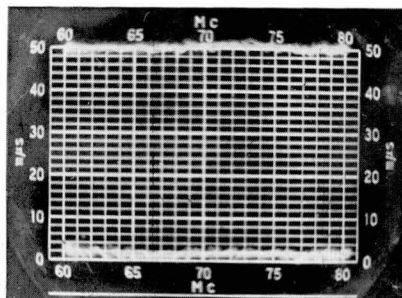


图 4.60 (b)

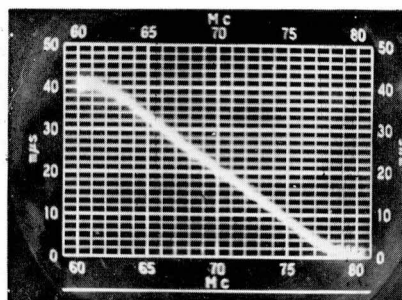


图 4.60 (c)

つぎに図4.60 (c) および図4.60 (d) の特性に対する雑音負荷試験の結果を図4.61 (a) および図4.61 (b) に示す。
 図4.61 (a)

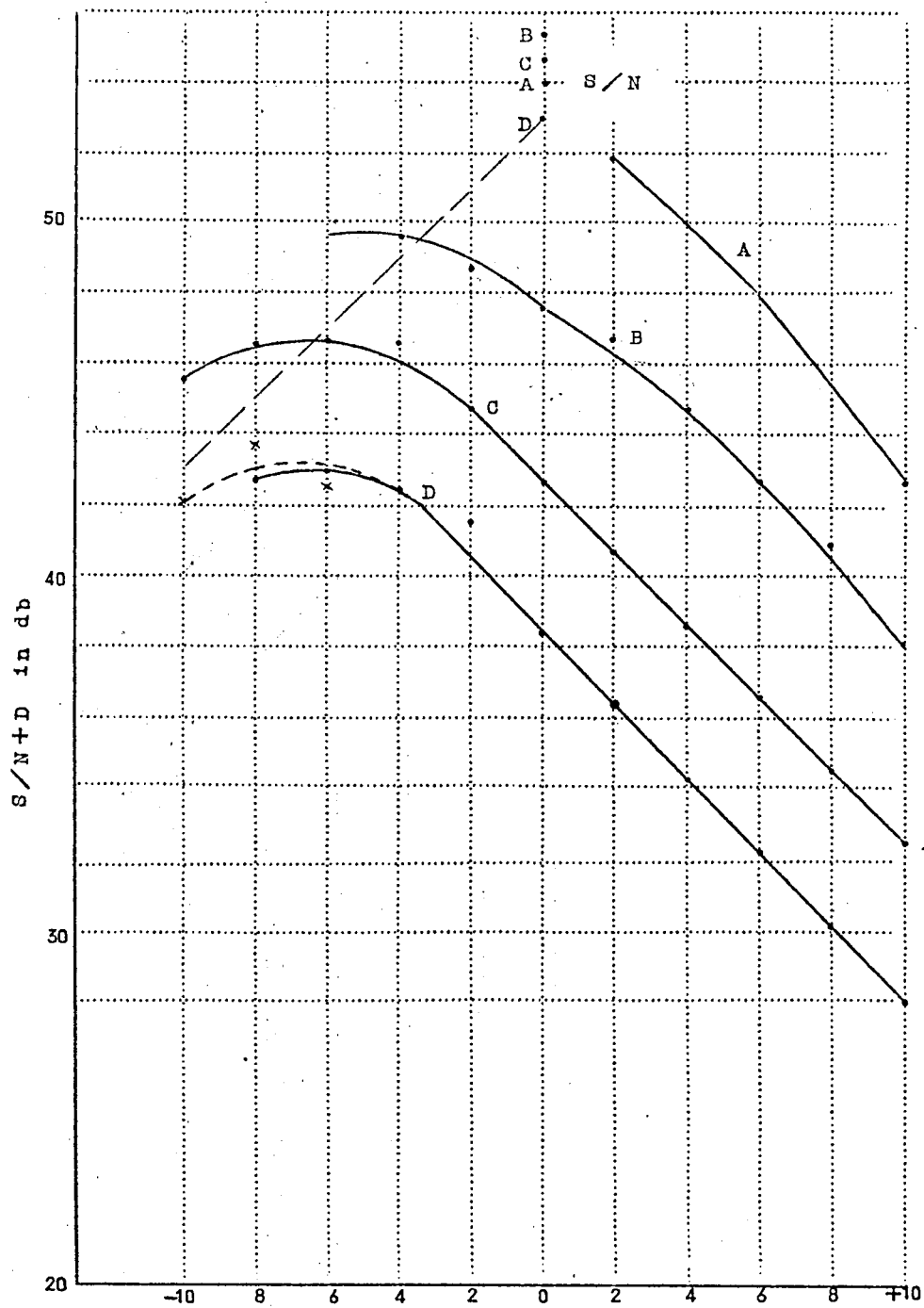
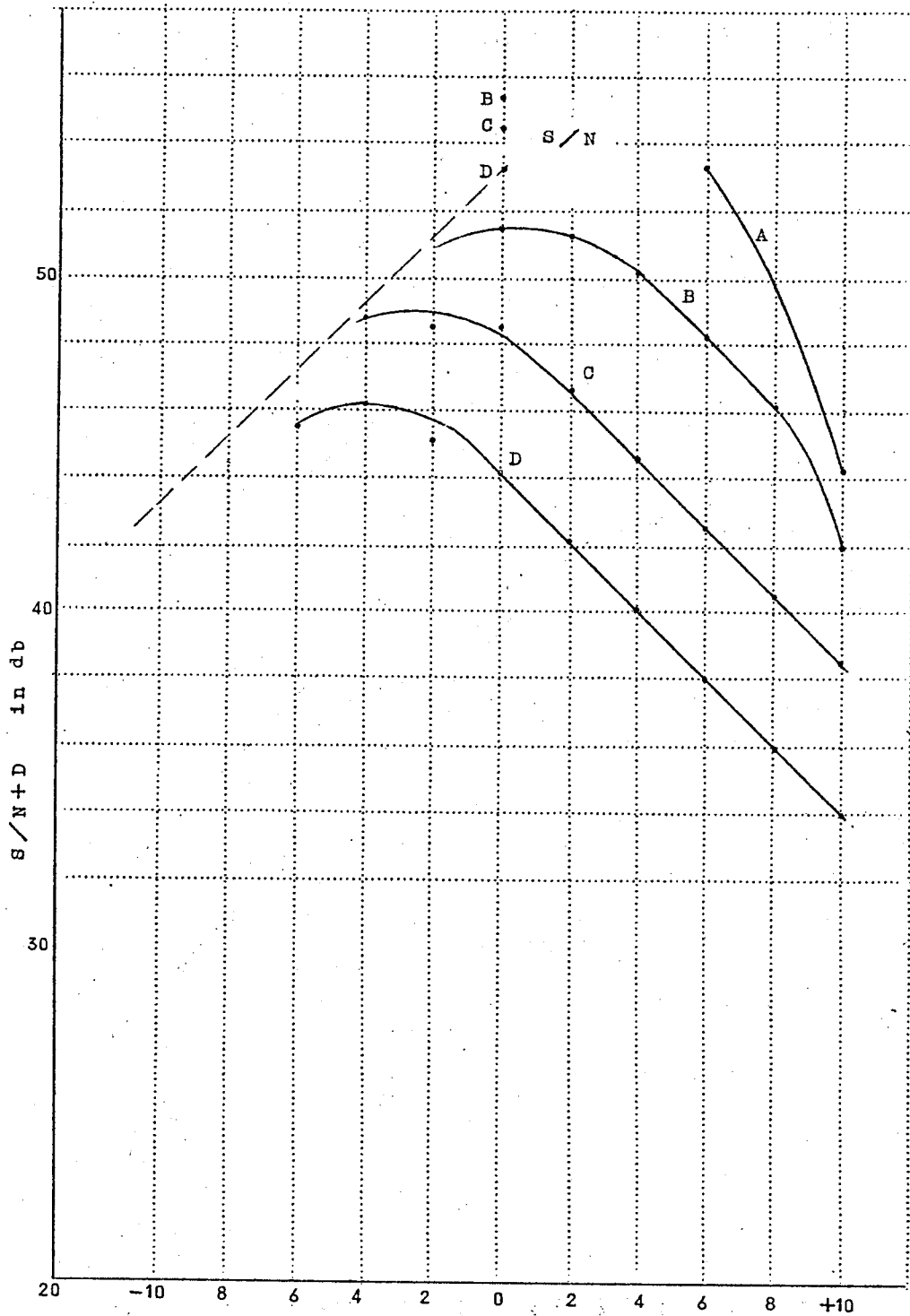


图 4.61 (b)



図の横軸は負荷雑音レベルで式 4.47 の σ に対応するものであり、縦軸は各 band における $S/N+D$ すなわち信号対雑音（熱雑音＋準漏話雑音）比を示す。 $\sigma = 0.89 \text{ MC r. m.}$ S は $+2 \text{ dB}$ の点に対応する。この点における D band の $S/N+D$ は図 4.61 (a) においては 36.2 dB であり計算値とほとんど一致する。また図 4.61 (b) においては 42 dB であり、これも計算とよく一致している。また (a) (b) 両図の D 曲線の間隔は約 45° の傾斜（2次ひずみ特性）を示しておりこれも計算とよく一致している。つぎに D band (2 MC) と C band (1 MC) との差は計算上約 5 dB となるが図によれば $4 \sim 4.2 \text{ dB}$ でありこれも大体合っているといえる。

このように室内実験における遅延特性と準漏話雑音との対応は $1 \text{ m}\mu\text{S}/\text{MC}$ 程度以上の傾斜に対してはきわめて良好である。

(2) つぎに現用回線による実測例を示そう。（技調報 35～604 による）

図 4.62 (a) は 4000 MC 回線の或る区間の遅延特性の実測例であり (b) はこの区間の雑音負荷試験の結果である。（図 4.62 (b) において $\sigma = 0.89 \text{ MC}$ は -3 dB の点になる）

図 4.62 (a) をみれば明らかなおりの区間は 1 次傾斜が殆どなく、2 次特性のみであると見てよい。この区間の 2 次係数 b_3 を図より求めれば

$$b_3 = \frac{1}{6} \frac{d^2 T}{df^2} = -0.33$$

$\sigma = 0.89 \text{ MC r. m.}$ S 、 $f = 2 \text{ MC}$ として式 4.46 により 3 次ひずみを計算すれば

$$\left\{ S/D_3 \right\} = 45.7 \text{ dB}$$

図 4.62 (b) において D band の -3 dB の点の $S/N+D$ は約 41 dB であるがこの付近は熱雑音のために特性が曲っており、熱雑音がないと仮定して外挿により -3 dB の点における $S/N+D$ を求めると約 46 dB となりこれも計算値とはほぼ一致する。

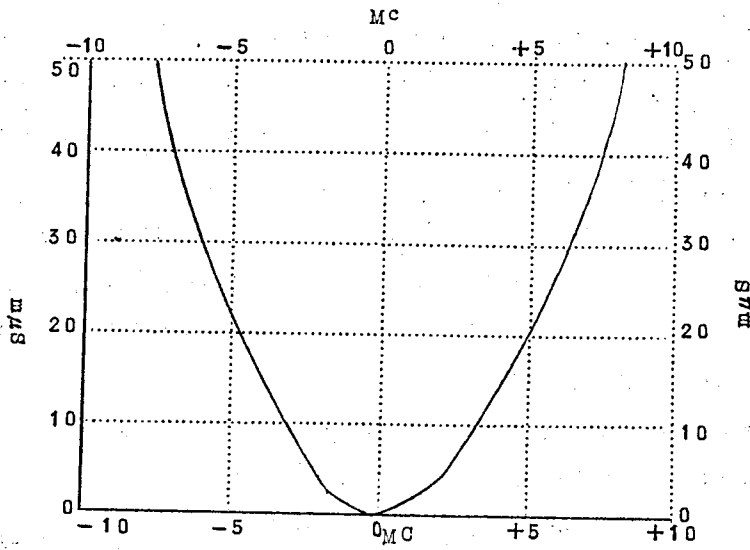


図 4.62 (a)

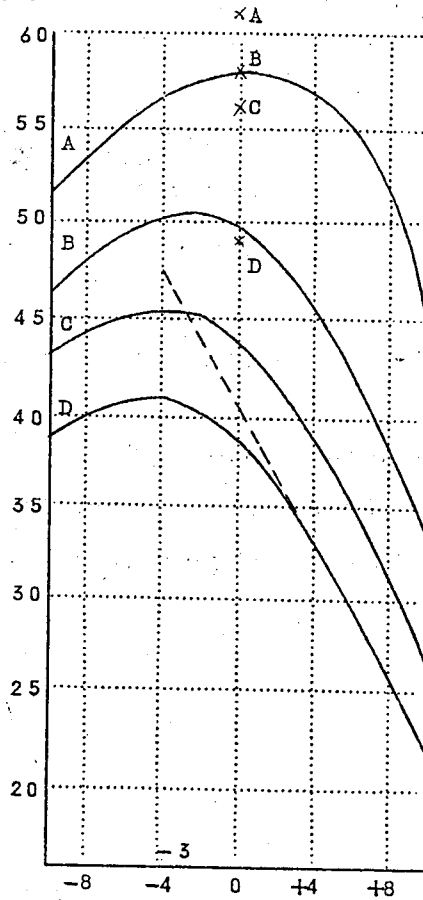


図 4.62 (b)

($OdB=480CH, 280KC \text{ rms}$)

(\times 印は変復調器のみの値)

(3) つぎに6000Mc実験回線による実測例を示そう。(技調報34-714による)

図4.63 (a) はこの回線の遅延特性の実測結果であり、図4.63 (b)は雑音負荷試験結果である。図4.63 (a) によりこの遅延特性は中心周波数附近において $0.3 \text{ m}\mu\text{s}/\text{Mc}$ の傾斜をもつ。

これより b_2 を計算すれば

$$b_2 = \frac{1}{2} \times 0.3 = 0.15$$

$$\sigma = 1.12 \text{ Mc r. m. S.} \quad f = 4 \text{ Mc (960 CH)}$$

とすれば

$$S/D_2 = 47 \text{ dB}$$

しかるに図4.63 (b) の雑音負荷試験結果は0dB点において約53dB(外挿によって求た値)であつて計算値よりもよい値を示している。したがつて遅延特性が $0.3 \text{ m}\mu\text{s}/\text{Mc}$ 程度になるとWJ-303測定器による遅延特性測定と準漏話雑音測定との対応はくずれてくることがわかる。

その他多くの資料よりみて、WJ-303測定器による遅延特性測定との対応の限界は $0.5 \text{ m}\mu\text{s}/\text{Mc}$ 程度のものである。その原因としては被測定系に振巾特性によるひずみならびにAM-PM変換があり、これが準漏話雑音測定と遅延特性測定との対応をくずすような影響を与えることが大きな一因をなすと考えられ、その究明は今後に残された問題であつて測定器の欠陥とはいへない。

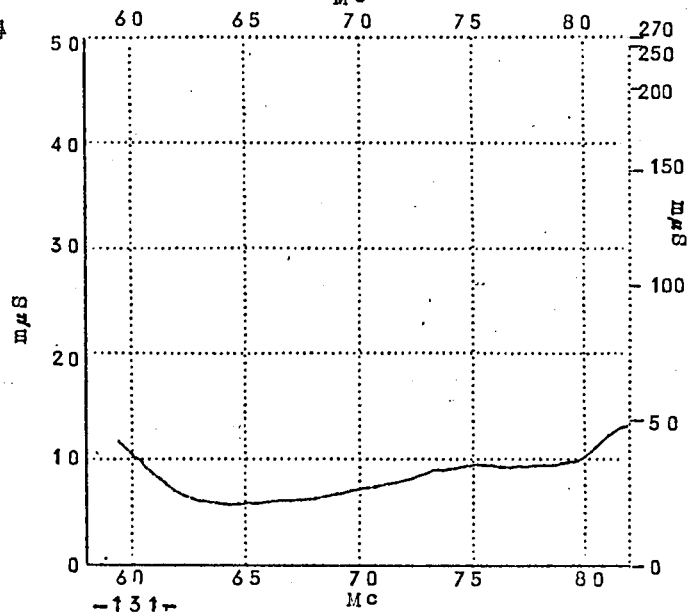


図4.63 (a)

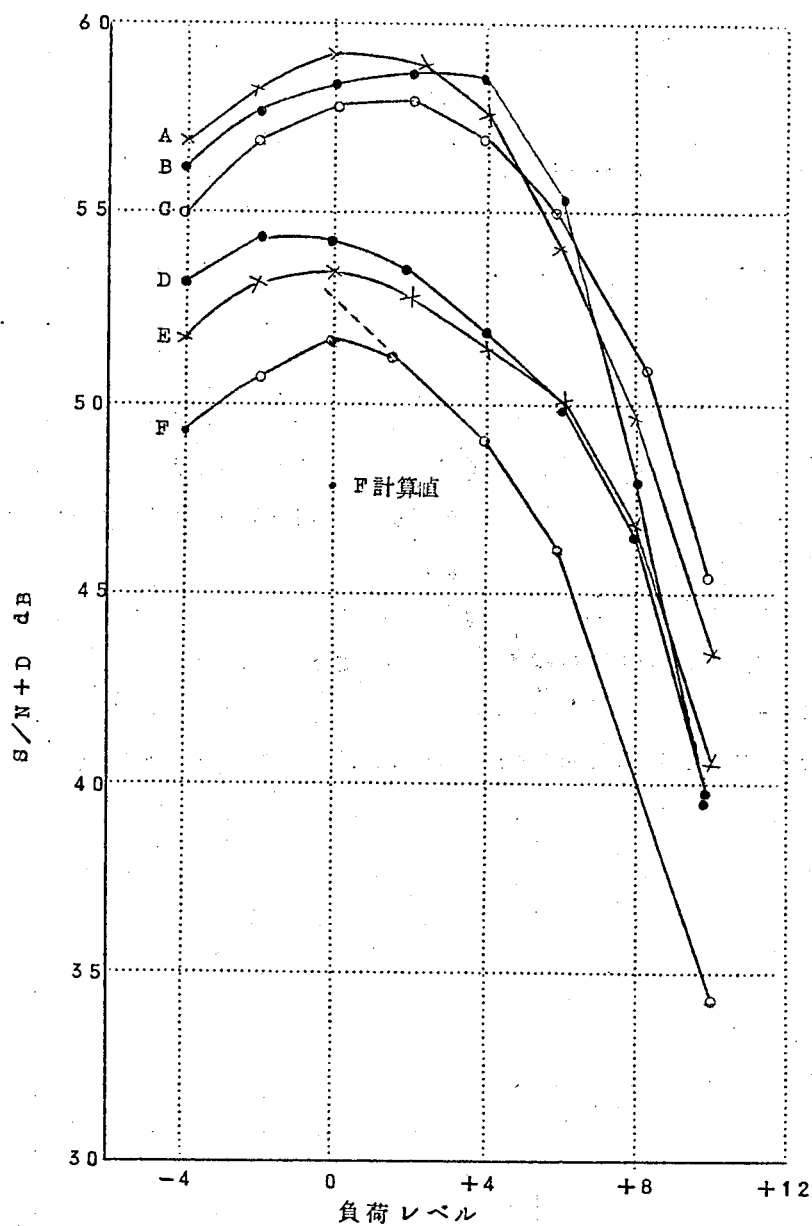


図 4.63 (b)

4.8 要 約

以上のべたごとく回線用遅延特性測定器は⁻⁹10⁻⁹秒程度の微小時間に相当する位相量を地理的にはなれた2点間で測定する装置であるため測定誤差に関係する要素がきわめて多い。したがって本章においては主として副搬送波たる200Kcに位相変調を生じる原因を追求し、理論的に検討した結果を示したわけである。

われわれは試作器について測定値の信頼度を向上するため長時間にわたり検討を行い、測定誤差、回線試験による準漏話との対応などにより、収容チャンネル数480程度の4000M ϕ 回線に対する測定装置としては充分実用できることを確信する次第である。

134 項欠

5 4000 MC中継機用遅延特性測定器⁽¹⁴⁾⁽¹⁵⁾

(ECL-1151遅延特性測定装置)

(WJ-306, WJ-308型測定装置)

マイクロ波中継機は受信周波数と送信周波数との間に一定周波数差(4000MC回線では40MC)が設けられており、且つ信号の周波数偏移が受信側と送信側とで逆転しないようになっているので、この点を利用すると比較的容易に中継機の遅延特性を測定できる。

5.1 装置の構成

図5.1(b)に中継機用遅延特性測定器の電氣的構成図を示す。この装置は図5.1(a)に示すごとくすべての部分が一架に組立てられている。機械的構成は表5.1の通りである。

パネル名称	内 容
指 示 盤	測定用ブラウン管, 垂直軸増巾器, 水平軸増巾器, 検波出力振巾変調器, 1/2分周器, 表示項目切替器, 40MCレベルメータ, 電流計
掃 引 発 振 器 盤	4000MC掃引発振器, 200KC水晶発振器 空洞波長計, 出力モニタ, 出力減衰器, 較正用遅延ケーブル
中間周波増巾器盤	入力減衰器, 周波数変換器, 40MC増巾器, 40MC振巾制限器, 周波数弁別器, 200KC増巾器, 検波器
電 源 盤	A.C.: 6.3V, 2V D.C.: 300V, +150V, -6.3V, -150V -300V, -900V, -1500V

表 5.1

5.2 動作の説明

図5.1において4000MC掃引発振器は50%で発振空洞のブランジャを軸方向に機械的

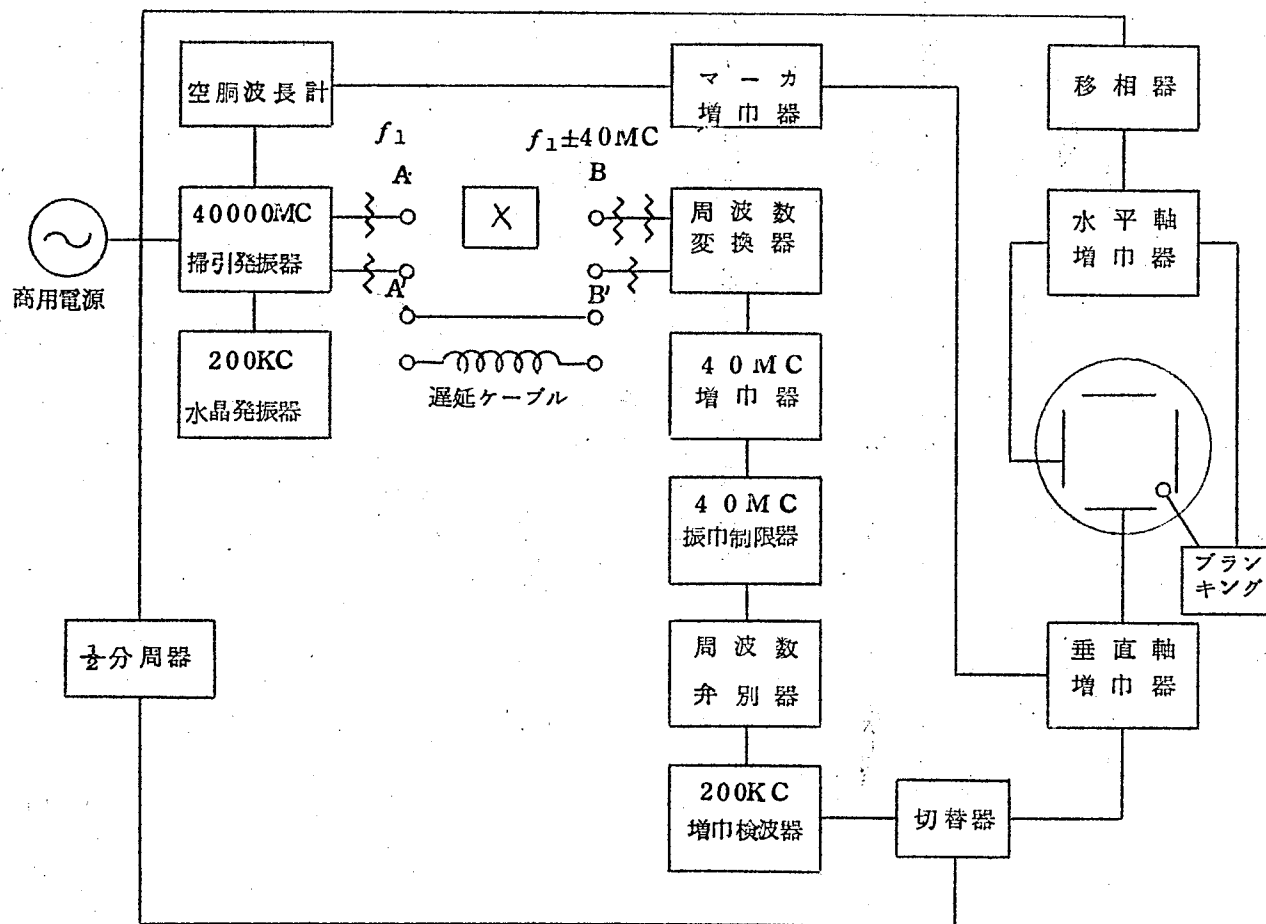


図 5.1(b) 中継機用遅延特性測定器構成図

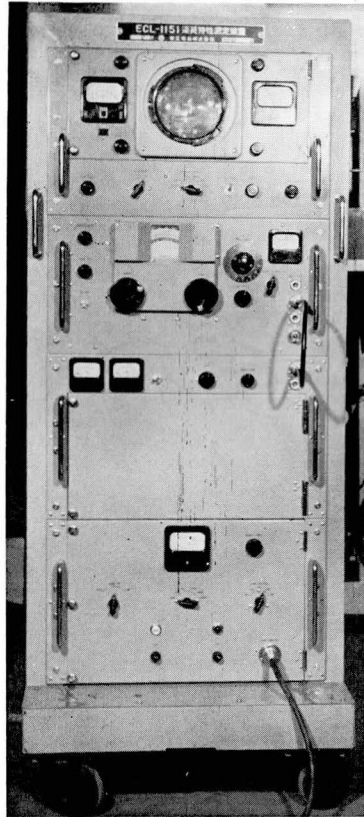


図 5.1(a) 外観図

に振動させて $\pm 10 \sim 15 \text{ MC}$ の掃引を行い、別に 200 KC 発振器出力をクライストロンのリベラに加えて $\pm 100 \text{ KC}$ 程度の浅い周波数変調をかける。掃引発振器には2個の出力端子 A, A' があつて A 端子は被測定中継機“ X ”に入力を与え、 A' 端子はケーブルを経て受信部周波数変換器の B' 入力端子に局部発振入力を与える。また入力より 40 MC ずれた中継機の出力は B 端子より周波数変換機に入る。

ところで搬送波を小さい変調指数で周波数変調している副搬送波(200 KC)は、章2で証明したように伝送回路の遅延時間に相当するだけ位相が遅れる。したがつて A より X を経て B に至る波と、 A' より B' に至る波との副搬送波の間には両伝送路の遅延時間差に相当する位相差が存在する。この位相差を $\Delta\theta$ とし、掃引しない場合の両波の周波数関係を示すと図5.2(a)のようになる。

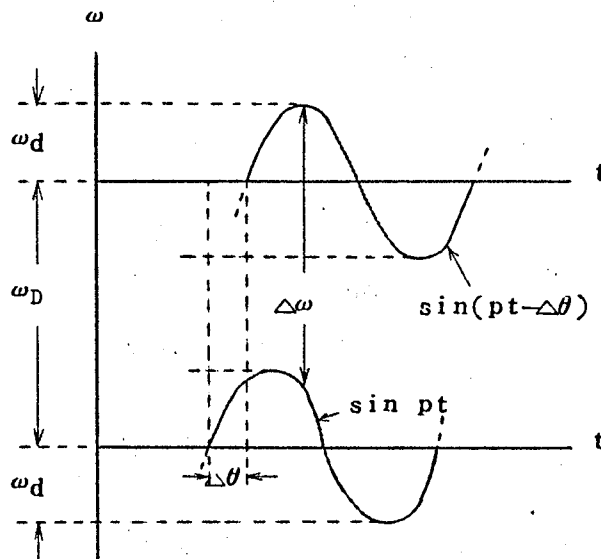


図5.2(a) 掃引を除外して考えた場合の周波数変換器入力の瞬時周波数

いま中継機の入出力角周波数差を ω_D (40 MC)、副搬送波角周波数を p 、副搬送波による変調周波数偏移を ω_d とすると、図5.2から明らかなように受信部変換器の出力中間周波 $\Delta\omega$ は次式によつて与えられる。

$$\Delta\omega = \omega_D \pm 2\omega_d \sin \frac{\Delta\theta}{2} \cos \left(pt - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \quad 5.1$$

たゞし中継機の出力周波数が入力周波数より高い場合は負号を、その逆の場合は正号をとる。

式 5.1 は周波数変換器の出力は、角周波数 ω_D なる搬送波が角周波数 P によつて角周波数偏移が $2\omega_D \sin(\Delta\theta/2)$ なる周波数変調を受けた FM 波であることを表わしている。いままでは掃引を考えなかつたが、ここで ω_0 を 50% で変化すると、B 波について見れば被測定中継機の位相特性が非直線であるときは副搬送波の位相が変化する。一方 B' 波についてみれば整合が良好なときは副搬送波の位相は変化しない。したがつて変換器の出力波の周波数偏移は $2 \sin(\Delta\theta/2)$ なる関数に従つて変化する。

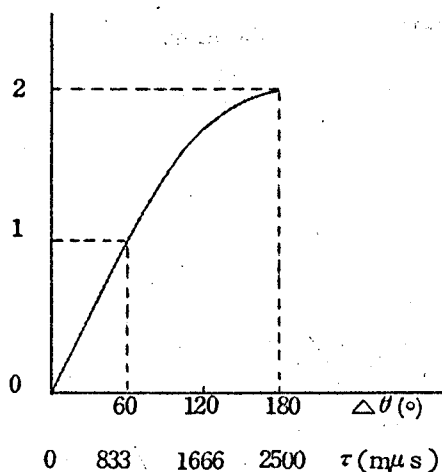


図 5.2(b) $\Delta\theta$ と $2 \sin \Delta\theta / 2$ との関係

図 5.2(b) に 200 KC における $\Delta\theta$ と $2 \sin(\Delta\theta/2)$ との関係を示す。図よりわかるように $\Delta\theta$ が $0^\circ \sim 60^\circ$ の範囲ではほとんど直線とみなしてさしつかえない。P を 200 KC としたとき、その 180° に相当する時間は 2500 m μ s であるから 60° に相当する時間は 833 m μ s である。

ゆゑに中継機の遅延時間が 833 m μ s 以下ならば周波数偏移は遅延時間にほとんど比例する。実測によれば中継機 1 台の遅延時間は 250 ~ 300 m μ s 程度である。

この測定方式の最大の特徴は、B 波、B' 波ともに同方向に同波形で掃引されるため、変換器出力においては 50% による掃引に殆ど打消されて 40 MC 一定となることである。したがつて周波数変換器の出力の 40 MC を増巾し振巾制限した後、周波数弁別器によつて復調し、

その出力電圧を e_p とすれば

$$e_p = 2E_0 \sin \frac{\Delta\theta}{2} \cos \left(pt - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \quad 5.2$$

を得る。こゝに E_0 は周波数偏移 ω_d に対する弁別器の出力電圧である。式 5.2 は e_p が $\Delta\theta$ の変化により振巾変動および位相変動を受ける波であることを表わしている。ゆえに e_p を増巾した後、振巾検波（もしくは位相検波）すれば検波器出力の直流分は中継機の遅延時間の絶対値に比例し、交流分は遅延時間の周波数による変化すなわち遅延特性に比例する。

以上の説明によつて明らかなごとく、この測定方式においては副搬送波 p の位相の比較を受信部周波数変換器において瞬時周波数の比較の形でおこなつており、そのため位相計部を特に必要とせず、それだけ装置が簡単となることも大きな特徴である。

したがつて検波器出力を増巾してブラウン管垂直軸に加え、水平軸は掃引波形と同波形かつ同位相で振らせれば中継機の遅延特性をブラウン管上に直視できる。

さらに遅延時間の絶対値を表示するためには検波器出力を 25%（掃引周波数の $\frac{1}{4}$ の周期）で短絡開放して直流分を断続すると、ブラウン管上には図 5.3 実線に示すように基線（すなわち 0 $m\mu s$ の線）と遅延特性との 2 本の線が現われる。基線よりの高さが遅延時間の絶対値を示している。このように遅延時間の絶対値を測定できるのもこの測定方式の特徴である。

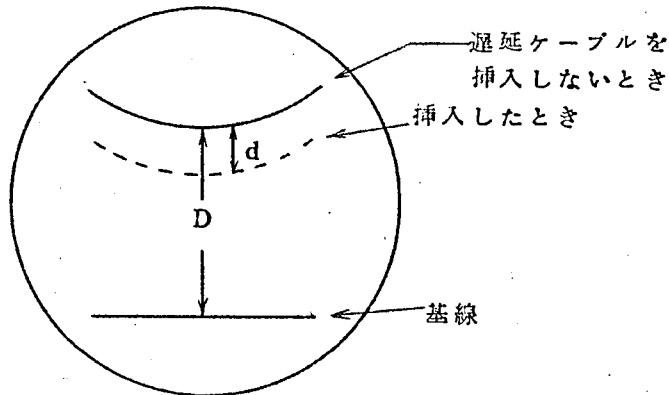


図 5.3 ブラウン管による遅延時間の測定

つぎに遅延時間を校正するにはA-B又はA'-B' 波のいずれかの副搬送波の位相を既知
 量だけ遅らせることによつてできる。この目的のために遅延回路として長期の安定性、取扱の
 容易さ、占有空間の小なること等からポリエチレン同軸ケーブル(約10m長で遅延時間50
 $m\mu s$)が最適である。欠点は損失の大きいことである。このケーブルの遅延時間の測定法に
 関しては5.4.4に述べる。

遅延ケーブルの遅延時間を τ_0 とし、図5.3実線に示す如くブラウン管上に被測定系の絶対
 遅延時間特性を表示し、A'-B' 間に遅延ケーブルを挿入すると、A-B, A'-B' 間の
 遅延時間差が小となるために点線に示す如く基線よりの曲線の高さがdすなわち τ_0 に相当す
 るだけ低下する。

中心周波数において始めの高さをDとし、ケーブル挿入による高さの減少分をdとすれば中
 心周波数における遅延時間 τ_c は

$$\tau_c = \tau_0 \cdot \frac{D}{d} \quad 5.3$$

式5.3により τ_c がわかれば目盛を利用して遅延時間偏差 τ_x を知ることができる。しかし
 この方法では一々 τ_c を計算せねばならない不便があり、また τ_x の表示精度が極めて低い。
 この点を解決するため筆者等は次の如き方法を考案した。

すなわち図5.4に示すごとく200KC検波器にバイアスをかけスライスされた検波出力を
 得る如くし、このバイアスを可変とする。ブラウン管上の遅延時間D(τ_c)はこのバイアス
 を深くすることにより、見掛上減少し、遅延時間偏差 τ_x の大きさは不変である。バイアス零の
 とき遅延ケーブルをA'-B' に挿入することにより遅延時間がdだけ減少したものとすると、

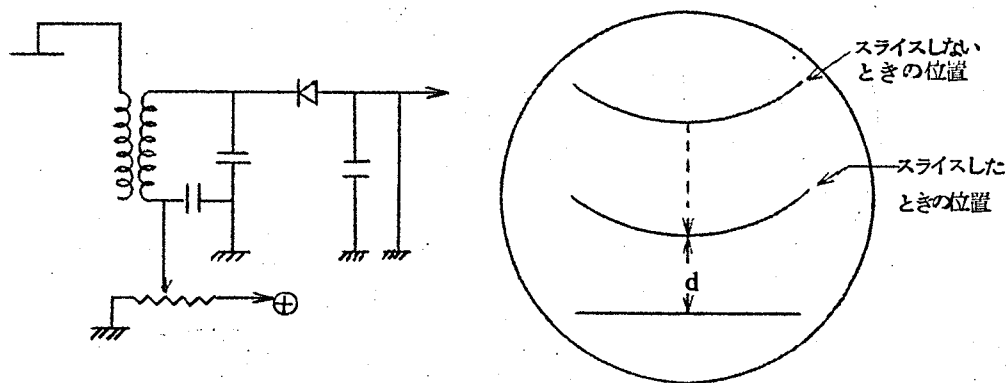


図5.4 検波出力スライス回路およびスライス図形

基線よりの高さが d になるまでバイアスをかけ、次に遅延ケーブルを抜くと曲線の高さは $2d$ となる。このようにすれば被測定系の遅延時間を常に $2\tau_0$ なる値に見掛上通減することができる。

さらに校正を便利にするために、5.4.9に述べるごとく200KC校波器の直流出力を抵抗で分割し（たとえば100%出力と90%出力）分割出力を適当な速さではたらくリレーにより交互に切換えて取り出すとブラウン管上には曲線が上下に2本表われ（図5.5）その間隔は校波器の直流出力の10%に等しく換言すれば遅延時間 $2\tau_0$ の10%に等しい。 $\tau_0 = 50\text{ m}\mu\text{s}$ とすれば2線の間隔は $10\text{ m}\mu\text{s}$ であることを表わす。故に2線の間隔をブラウン管面のスケールの $10\text{ m}\mu\text{s}$ に合致するように増巾器の感度を調整し、しかる後リレーの動作を停止させれば曲線は一つとなり且つスケールはこの曲線に対し直読となる。

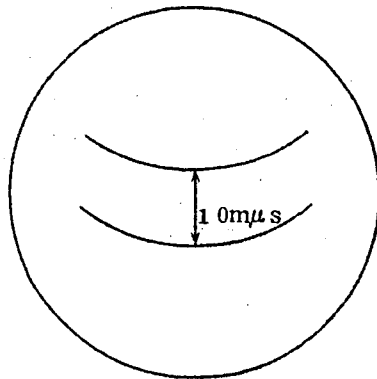


図5.5 ブラウン管による遅延特性の校正

5.3 性能

この装置は4000MC帯において入出力周波数に40MCの差を有し、かつ入出力において変調周波数偏移の方向が逆転しないような中継段の総合の遅延特性の測定ならびに調整等に使用できるものである。この装置の主要な性能はつぎの通りである。

a) 掃引信号発生部

発振周波数：3500～4300MC連続可変

掃引：±10MC以上まで連続可変

変調：200KC, $m_f = 0.5$

周波数マーカ：3500～4300MCの間を1MC間隔で校正できる。

出力：0～70 dBm 連続可変

b) 受信部

入力減衰器：固定10 dB, 可変20 dB A端子

固定10 dB B端子

周波数変換器：Magic Tee 使用平衡型

40MC増巾器：利得50 dB以上

40MC振巾制限器：1N56を用い3段

周波数弁別器：C結合型周波数弁別器

200KC増巾検波器：利得50 dB以上

検波器は1N56, 検波出力は1%, 3%, 10% Chopping 可能

c) 指示部

垂直軸増巾器周波数特性：20%～3K%で偏差1 dB以内

水平軸移相器：90°以上廻転可能

測定項目切換器

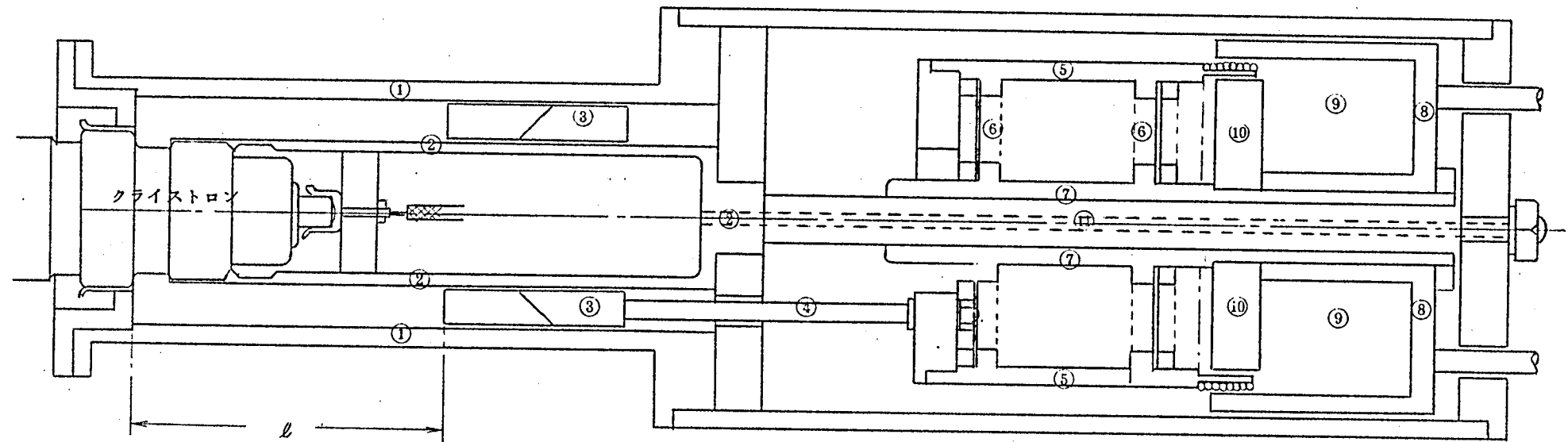
1. Sweep : 掃引発振器出力特性の直視
2. Ample : 振巾特性測定
3. Lim : 振巾制限器の効果の直視
4. Abs.D. : 遅延時間の絶対値直視
5. % D : 遅延時間の偏差校正
6. Delay : 校正された遅延特性の直視

d) 電源部

A.C 50又は60% 100V

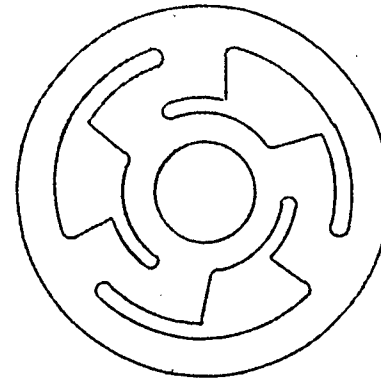
直流電源はすべて直列管により安定化してある。

図 5.6 掃引発振器の構造図



- ① 空洞外側導体
- ② 空洞内側導体
- ③ チョークブランジヤ
- ④ ブランジヤ支持棒
- ⑤ 振動体
- ⑥⑥ ダンパ
- ⑦ スライド円筒部
- ⑧ フィールドヨーク
- ⑨ 電磁石コイル
- ⑩ ボールピース
- ⑪ 固定軸体

⑥ ⑥



5.4 各部の検討

5.4.1 掃引発振器

これは発振管として外部空胴 クライストロン6 BL 6 (又は4V 27) を使用し、発振空胴のブランジヤをチョークブランジヤ (空胴壁に接触しない構造) とし、これを軸方向にダイナミックスピーカ式に電源周波数で振動させることにより掃引を行い、さらに反射電極に200KC電圧を加えて±100KC程度のFMを同時に行なっている。その構造の概略を図5.6に示す。この方法により従来の2K 54等を用いた電氣的掃引に比して、極めて良好な掃引の直線性、掃引幅の拡大、平坦な出力特性および良好なFM変調特性が得られた。図5.7にこの発振器の3600~4300M%における発振特性の一例を示す。

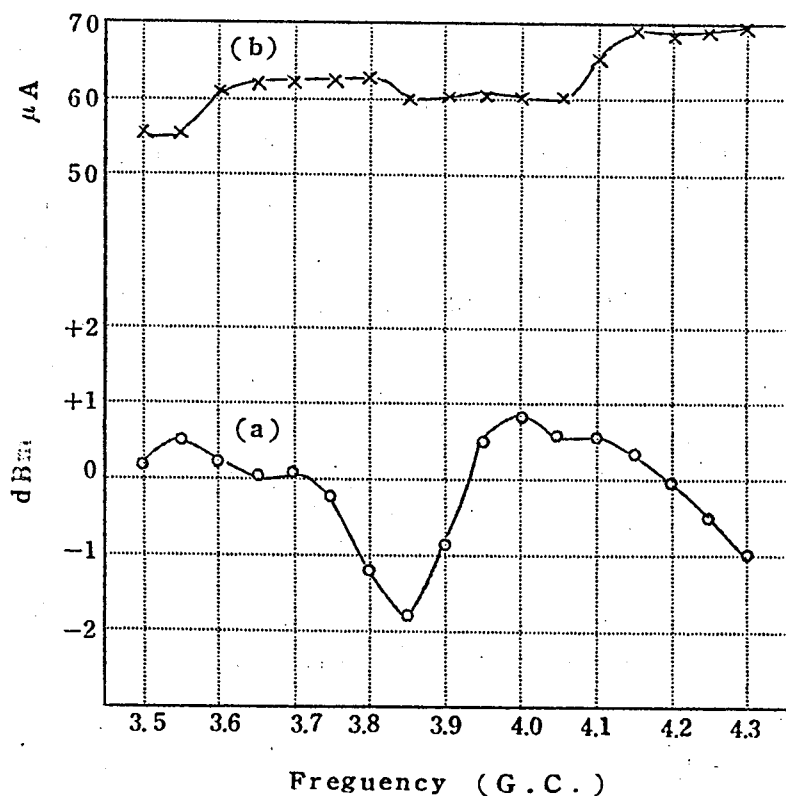


図 5.7 掃引発振器出力特性の一例

図において(a)は出力端子における特性，(b)は出力モニタで見た特性である。(b)に比して(a)は若干よくないが，これは空胴内に挿入されたピックアップループの周波特性およびこれと出力端子との間の反射によるものと思われるがその後改善された。たゞし±10MC程度の掃引に対してはさほど問題になるものではない。図5.8(a)(b)に掃引発振器の出力インピーダンス特性を示す。これも最近では改善されV・S・W・R 1.5以下となつている。

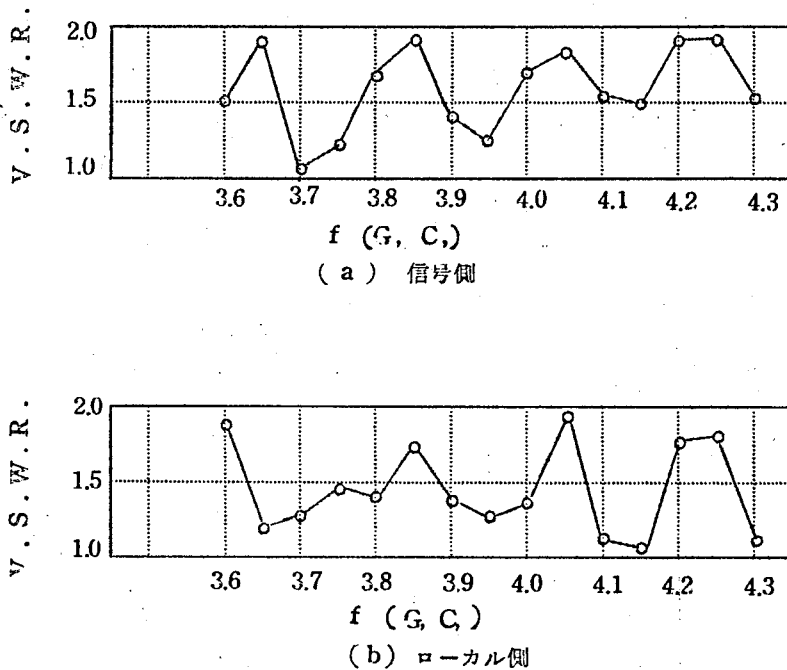


図5.8 掃引発振器出力インピーダンス特性の一例

5.4.2 空胴波長計

黄銅製の H_{11} 型空胴共振器であつて発振空胴よりpick upした出力により励振される。共振電磁界は鉱石により検波する。故に発振器が掃引されているときは検波器出力は空胴の共振曲線となり，これを増巾してブラウン管垂直軸に重畳しその位置の周波数を示すマーカーとなる。ダイヤルは直読式で3500～4300MCの間を1MCおきに目盛つてある。

温度係数は約100KC/degreeで、パネル内の温度はswitch inしてから定常状態になるまで(約3時間)に約30°上昇するので正確な測定には特に注意が必要である。

また発振器の出力モニタは切換えにより波長計の検波器につながり、掃引をとめたときに波長計としても使える。

5.4.3 200KC水晶発振器

この測定器では200KCの周波数精度および安定度はさほど厳格ではないので、双三極管(12AU7)の片側を無調整回路で発振させ他をカソードフォロワとして出力を取り出している。恒温槽は使用していない。

5.4.4 Delay Cable

遅延時間を校正するためのケーブルであつて詳細は3.4.2に於て述べた通りである。すなわちポリエチレン充填の5D-2W同軸ケーブルの遅延時間は計算上 $5.04 \text{ m}\mu\text{s}/\text{m}$ となる。

しかしながらこの値はポリエチレンの誘電率によつて多少のばらつきがあると思われるので、次に述べる方法によつて実測した。

5.2に於て述べた如く、混合器出力の40MCに生ずる周波数偏移を $\Delta\omega'$ とすれば

$$\Delta\omega' = 2\omega_d \sin \frac{\Delta\theta}{2} \quad 5.4$$

で与えられる。式5.3において

$$\Delta\theta = 60^\circ$$

のとき

$$\Delta\omega' = \omega_d$$

となる。すなわち図5.1においてA-B間とA'-B'間の遅延時間差が

$83.333\cdots\text{m}\mu\text{s}$ のとき $\Delta\omega' = \omega_d$ となるのである。

これと同じ状態は図5.9に示すごとく、B'端子より周波数変換器(M)に無変調で、且つB端子入力に対し40MCだけずれた周波数を別の局部発振器(L.O)により加えるこ

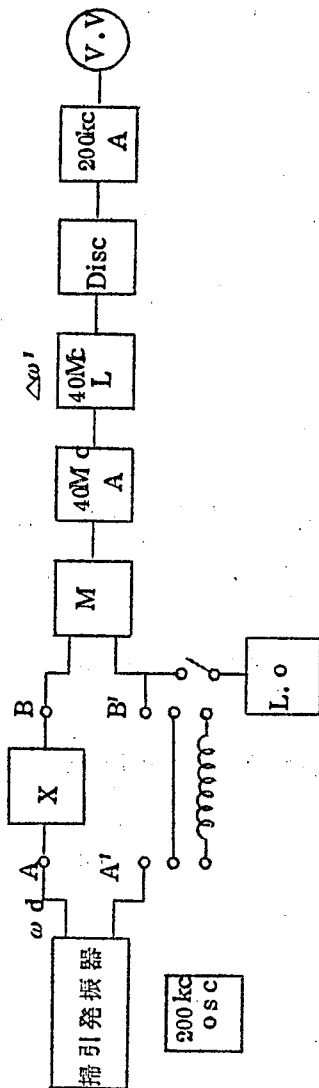


図 5.9 遅延ケーブルの遅延時間実測回路

とにより実現できる。たゞし掃引発振器は掃引を停止させ、200KCFMだけをかけておく。このようにすれば正確に $\Delta\omega' = \omega_d$ なる状態を等価的に実現できる。

このときの200KC出力をV.Vで読み、その値を E_0 とする。次に局部発振器(L.O)を除去し、 $A' - B'$ 間を短いケーブルで接続し、そのときの200KC出力を E_1 とする。次にこれに Delay Cableをつぎ足したときの200KC出力を E_2 とする。しかるときは図5.2(b)に示す

$2E_0 \sin\left(\frac{\Delta\theta}{2}\right)$ 曲線により Delay Cableの遅延時間 τ_x は次の式で与えられる。

$$\tau_x = \frac{5000}{\pi} \left(\sin^{-1} \frac{E_1}{2E_0} - \sin^{-1} \frac{E_2}{2E_0} \right) \quad 5.5$$

$\tau = 0 \sim 833 \text{ m}\mu\text{s}$ の間を直線とみれば

$$\tau_x = 833 \frac{E_1 - E_2}{E_0}$$

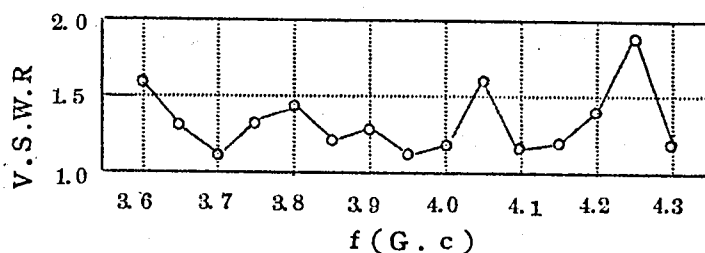
上記のごとくして得たロットの異なる4本のケーブルの実測値を表5.2に示す。平均値は $5.1 \text{ m}\mu\text{s}/m$ である。

5.4.5 周波数変換器

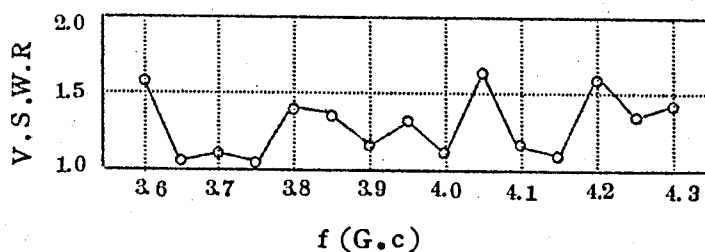
Magic Teeを用いた平衡型変換器で中継出力信号と掃引発振器出力信号とを混合してその差周波数(40MC)を作る。周波数変換器固有の遅延特性を軽減するため二つの信号入力アーム(E, H 両アーム)にそれぞれ10 dBの固定減衰器を挿入している。図5.10(a)(b)に両アームの入ラインピーダンスを示す。

試料	長さ12m
1	5.18 $m\mu s/m$
2	5.05 μ
3	5.09 μ
4	5.13 μ
平均	5.1 μ

表5.2 遅延ケーブルの遅延時間実測値



(a) 信号側



(b) ローカル側

図5.10 周波数変換器入力インピーダンスの一例

5.4.6 40MC増巾器および振巾制限器

周波数変換器出力は掃引が打消されて殆ど単一周波数であるため増巾器の帯域幅は単同調で充分にとれる。6CB6を用いて3段増巾で約50dBの利得を得ている。振巾制限器はゲルマニウムダイオードリミタ3段を用いており、図5.11に増巾器および振巾制限器を含めた入力対出力特性を示す。

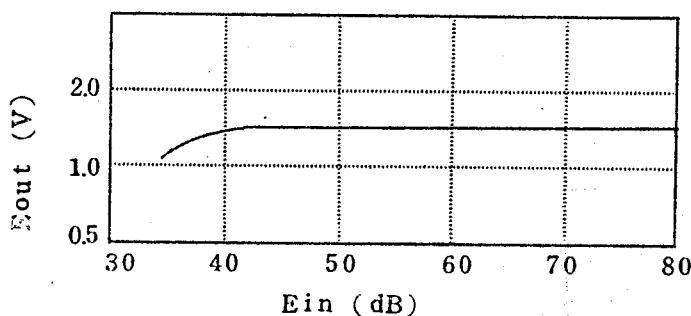


図5.11 40MC振巾制限特性

5.4.7 周波数弁別器

40MC信号は狭帯域であるため、周波数弁別器としては Foster Seeley, Ratio Detector, C結合型等何でも使用できるが要するに復調感度が高く調整の容易なことが望ましい。このため本器ではC結合型周波数弁別器を採用した。図5.12にその回路および特性を示す。

5.4.8 200KC増巾器および検波器

この測定方式では200KCを振巾検波するため増巾器および検波器の直線性が必要である。また検波器は初期電流の流れる2極管は不適当で鉱石検波器を使用しなければならない。例えば6AL5の如き2極管を用いると検波器出力を有極リレーにより断続しているので信号入力のないときでも2極管の初期電流により或程度の出力を生じ、絶対遅延時間の測定に

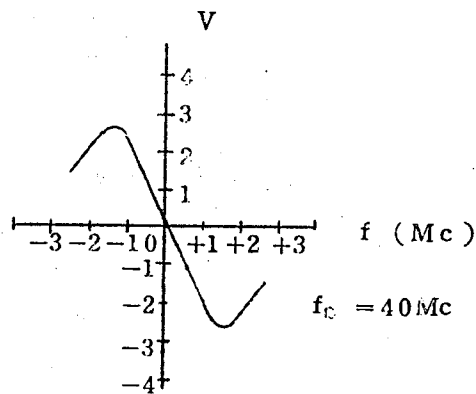
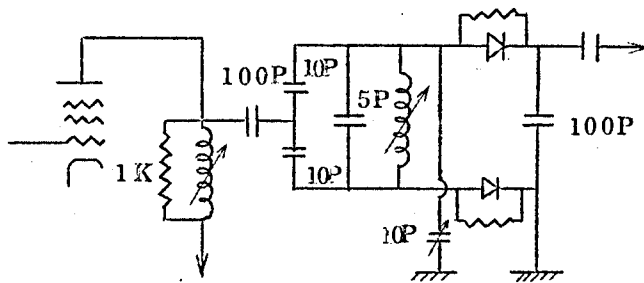


図5.12 周波数弁別器回路および特性

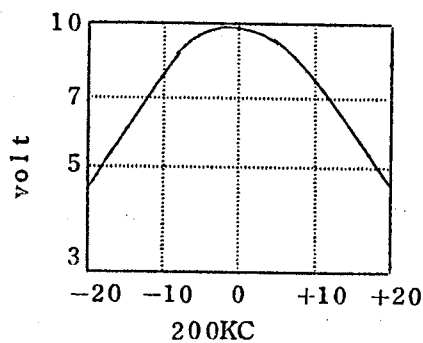


図5.13 200KC増巾器帯域特性

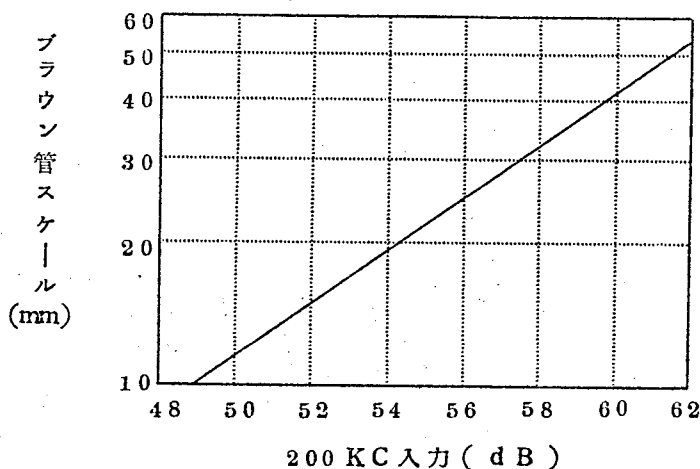


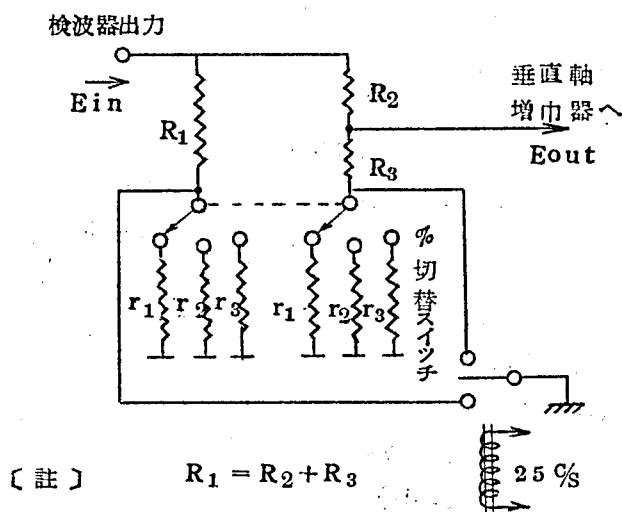
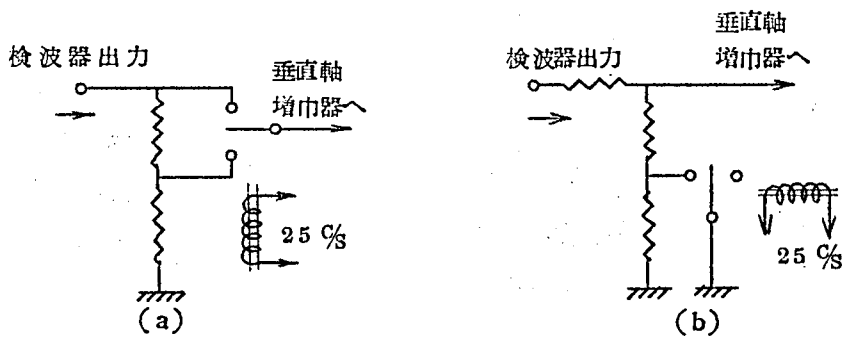
図 5.1 4 200KC 増巾検波器および低周波増巾器の総合直線性、

図5.1 4 200KC増巾検波器および低周波増巾器の総合直線性

誤差を生じる。また動作の説明の所で述べたように較正確度を向上するため絶対遅延時間を見掛上通減するために検波器にバイアスをかけてスライスされた検波出力を得ようになっている。図5.1 3に200KC増巾器の帯域特性を示し図5.1 4に検波器および低周波増巾器を含めた直線性を示す。

5.4.9 検波出力振巾変調器

200KC検波器の出力(直流を含む)は動作の説明の所で述べたように25%ではたらくリレーにより振巾変調される。この部分の回路は図5.1 5(a)のようにすれば簡単であるがリレーの可動接点が浮いているのでハムを拾う欠点がある。(b)のようにすればこの欠点は除かれるが接点の短絡時と開放時に於て検波器負荷抵抗が変化するので誤差を生ずる。そのため本器では(c)のようにリレーの両側の接点を利用して負荷抵抗を一定に保ちつつ振巾変調を



〔註〕

$$R_1 = R_2 + R_3$$

$$E_{out} = \left(\frac{r_1 + R_3}{r_1 + R_2 + R_3} - \frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) E_{in}$$

$$= 0.1 E_{in}$$

なるごとく R_1 、 R_2 、 R_3 、 r_1 をえらぶと 10% 変調となる。

(C)

図 5.15 検波出力変調回路

行なっている。

5.4.10 垂直軸および水平軸増巾器

増巾器としては特殊なものではないので説明は省略する。水平軸増巾器の入力部には移相器があり、周波数掃引の位相と水平軸掃引の位相とを合せられるようにしている。これは3.9に述べたごとく周波数目盛の直線性を確保するためには不可欠の要件である。

5.5 確度に関する考察

5.5.1 掃引発振器の変調感度偏差

この測定方式において最も問題となるのは200KC FM変調感度の掃引にともなう変化である。すなわち掃引によって変調感度に偏差を生じると、式5.1の ω_d 、又は式5.2の E_0 が変化することになり、これは測定値に直接誤差を生じるので極度に平坦な変調感度が要求される。

いま空洞の共振周波数を F 、発振周波数を f とし

$$\Delta f = F - f \quad 5.7$$

とおく。また電子走行角 θ の共振よりのずれの角を $\Delta\phi$ とすれば

$$\Delta\phi = \theta - 2\pi\left(n - \frac{1}{4}\right) \quad 5.8$$

Δf と $\Delta\phi$ との間にはつぎの関係がある。

$$\Delta f = \frac{F}{2Q} \tan \Delta\phi \quad 5.9$$

式5.7より

$$\frac{df}{d\theta} = -\frac{F}{2Q} \sec^2 \Delta\phi \quad 5.10$$

また θ は次式で与えられる。(28)

$$\theta = 8\pi\ell \sqrt{\frac{m}{2e}} \cdot f \cdot \frac{\sqrt{V_0}}{V_0 + V_r} = \frac{kf}{V_0 + V_r} \quad 5.11$$

$$k = 8\pi\ell \sqrt{\frac{m}{2e}} \sqrt{V_0}$$

ここに l = 間隙と反射電極との距離

V_0 = 直流加速電圧

V_r = 反射電極電圧

m = 電子の質量

e = 電子の電荷

従つて式5.8より

$$\Delta\phi = \frac{kf}{V_0 + V_r} - 2\pi\left(n - \frac{1}{4}\right) \quad 5.12$$

電子同調点においては $\Delta\phi = 0$ 従つて $\Delta f = 0$ となるから

$$f = F = 2\pi\left(n - \frac{1}{4}\right) \frac{V_0 + V_r}{k} \quad 5.13$$

今 $F_0 (=f_0)$ を式5.13を満足する値とし V_0, V_r を一定として F を F_0 より F_1 に変化する。そのときの発振周波数を $f_1 = f_0 + \Delta f_0$ とすれば

$$(\Delta\phi)_{f=f_1} = \frac{k(f_0 + \Delta f_0)}{V_0 + V_r} - 2\pi\left(n - \frac{1}{4}\right) = \frac{k\Delta f_0}{V_0 + V_r} \quad 5.14$$

式5.14を式5.10に代入すると

$$\left(\frac{df}{d\theta}\right)_{f=f_1} = -\frac{F_1}{2Q} \sec^2\left(\frac{k\Delta f_0}{V_0 + V_r}\right) \quad 5.15$$

また式5.11に於て V_0 を一定とすれば

$$\begin{aligned} d\theta &= \left(\frac{\partial\theta}{\partial f}\right) df + \left(\frac{\partial\theta}{\partial V_r}\right) dV_r \\ &= \theta \left(\frac{df}{f} - \frac{dV_r}{V_0 + V_r}\right) \end{aligned} \quad 5.16$$

式5.16に式5.15を代入すれば

$$\left\{ \frac{2Q}{F} \frac{1}{\sec^2\left(\frac{k\Delta f_0}{V_0+V_r}\right)} + \frac{\theta_1}{f_1} \right\} df = \frac{\theta_1}{V_0+V_r} dV_r \quad 5.17$$

ただし θ_1 および f_1 は $F=F_1$ のときの電子走行角および発振周波数である。

$$\frac{2Q}{F_1} \frac{1}{\sec^2\left(\frac{k\Delta f_0}{V_0+V_r}\right)} > \frac{\theta_1}{f_1}$$

とすれば

$$\left(\frac{df}{dV_r} \right)_{f=f_1} = \frac{F_1}{2Q} \frac{\theta_1}{V_0+V_r} \sec^2 \left(\frac{k\Delta f_0}{V_0+V_r} \right) \quad 5.18$$

式 5.18 は空洞の共振周波数を変えて、発振周波数が電子同調点より Δf_0 だけずれている場合の V_r による変調感度を与える。

而して電子同調点においては

$$\left(\frac{df}{dV_r} \right)_{f=f_0} = \frac{F_0}{2Q} = \frac{\theta_0}{V_0+V_r} \quad 5.19$$

ただし Q は変らないものとする。

式 5.18 を G_1 , 式 5.19 を G_0 で表わすと % 感度偏差は

$$\frac{G_1-G_0}{G_0} = \frac{G_1}{G_0} - 1 = \frac{F_1 \theta_1}{F_0 \theta_0} \sec^2 \left(\frac{k\Delta f_0}{V_0+V_r} \right) - 1 \quad 5.20$$

次に集群の中心電子の走行時間を T とすると

$$T = \frac{\theta}{2\pi f} = \frac{k}{2\pi(V_0+V_r)} \quad 5.21$$

式 5.21 を式 5.20 に代入すれば

$$\begin{aligned}\frac{G_1 - G_0}{G_0} &= \frac{F_1 f_1}{F_0 f_0} \sec^2 (2\pi T \Delta f_0) - 1 \\ &\approx \frac{f_1^2}{f_0^2} \sec^2 (2\pi T \Delta f_0) - 1\end{aligned}\quad 5.2.2$$

ただし $f_1 \approx F_1$ とした。

今クライストロンを $n=2$ で発振させるものとすれば電子同調点においては

$$\theta = \frac{7}{2} \pi$$

式 5.2.1 より

$$T = \frac{\theta}{2\pi f_0} = \frac{7}{4} \left(\frac{1}{f_0} \right)$$

$f_0 = 4000 \text{ MC}$, $\Delta f_0 = \pm 10 \text{ MC}$ として式 5.2.2 を計算すると

i) $+10 \text{ MC}$ のとき

$$\begin{aligned}\frac{G_1 - G_0}{G_0} &= \frac{(4.01)^2}{4^2} \sec^2 (2\pi \times 4.4 \times 10^{-3}) - 1 \\ &= 1.005 \sec^2 (0.027) - 1 \\ &= 0.0055\end{aligned}$$

すなわち $+0.55\%$ となる。

ii) -10 MC のとき

$$\begin{aligned}\frac{G_1 - G_0}{G_1} &= 0.9950 \sec^2 (0.027) - 1 \\ &= -0.0055\end{aligned}$$

すなわち -0.55% となる。

i), ii) を総合して、掃引の中心周波数において電子同調 (変調感度最小点) をとつた場合には, $\pm 10 \text{ MC}$ 掃引の場合の % 感度偏差は 1.1% となり周波数の高い方が感度が低い。したがって遅延特性の測定の際には右 (周波数の高い方) 上りの誤差を生じ, その大きさは次の如くして計算される。

周波数弁別器の出力電圧は式 5.2 より

$$e_p = 2E_0 \sin \frac{\Delta\theta}{2} = 2E_0 \sin \frac{p\tau}{2} \quad 5.23$$

ただし τ = 遅延時間の絶対値

によつて与えられる。クライストロンの変調感度が変わると E_0 は一定ではなく変化する。いま被測定系の中心周波数における E_0 を基準にとり、他の周波数において E_0 が $E_0 + \Delta E_0$ になつたとすれば、 $e_p \rightarrow e_p + \Delta e_p$ となり、 τ は見掛け上 $\tau + \Delta\tau$ なる値として測定される。而して E_0 と e_p とは常に比例し、 e_p と τ とは 5.2 において述べたごとく、 $\tau = 0 \sim 833 \text{ m}\mu\text{s}$ の範囲においては比例関係が成立すると考えてよいから

$$\frac{E_0 + \Delta E_0}{E_0} = \frac{e_p + \Delta e_p}{e_p} = \frac{\tau + \Delta\tau}{\tau} \quad 5.24$$

$$\therefore \Delta\tau = \tau \frac{\Delta E_0}{E_0} = \tau \frac{G_1 - G_0}{G_0} \quad 5.25$$

すなわちクライストロンの変調感度偏差によつて生じる誤差は、中心周波数の点の絶対遅延時間にクライストロンの % 感度偏差を掛けた値に等しい。

故にたとえば中心周波数の点の絶対遅延時間が $250 \text{ m}\mu\text{s}$ であり、これより 10 MC 高い点の % 感度偏差が $+0.55\%$ であるとすれば、この点の測定誤差は $250 \times 0.0055 = 1.375 \text{ m}\mu\text{s}$ となる。

5.5.2 整合度による誤差

測定器の出力端子の $V \cdot S \cdot W \cdot R$ を 1.5 とし、被測定系入力 $V \cdot S \cdot W \cdot R$ を 1.1 とし、接続ケーブルの長さを 2 m として接続部のエコー遅延時間 $\Delta\tau_1$ およびビッチ F_1 を求めれば

$$\begin{aligned} \Delta\tau_1 &= 0.4 \text{ m}\mu\text{s} \\ F_1 &= 55 \text{ MC\%} \end{aligned} \quad \} 5.26$$

となり図 5.16 に示す如くなる。

また被測定系出力の $V \cdot S \cdot W \cdot R$ を 1.1 とし、測定器入力 $V \cdot S \cdot W \cdot R$ を 1.3 、接続ケーブルの長さを 2 m として $\Delta\tau_2$ および F_2 を求めると

$$\Delta \tau_2 = 0.2 \text{ m}\mu\text{s}$$

$$F_2 = 55 \text{ Mc}$$

} 5.27

したがって測定帯域巾 20 MC における送受接続部における総合のエコー遅延時間の最悪値 $\Delta \tau_3$ は

$$\Delta \tau_3 = \Delta \tau_1 + \Delta \tau_2 = 0.6 \text{ m}\mu\text{s}$$

5.28

したがって測定器と被測定系との接続部整合度による誤差はこの場合は $0.6 \text{ m}\mu\text{s}$ 以下である。

5.5.3 周波数変換器の遅延特性

この測定器の周波数変換器は 5.4.5 に述べたごとく Magic Tee を使用し、2つの入力アームにそれぞれ 10 dB の固定減衰器を挿入している。そのためレベル損失はあるが非常に広帯域性となり、鉱石マウントをどの様に調整しても遅延特性の測定値の変化は $0.5 \text{ m}\mu\text{s}$ 以下である。ただし変換損失はわずかに変化する。

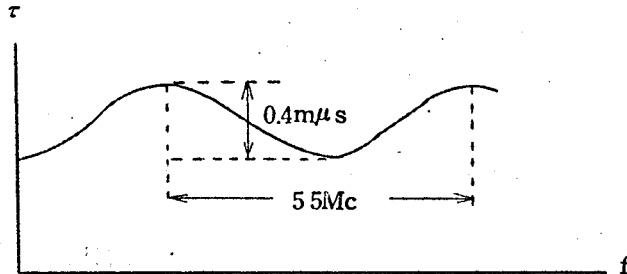


図 5.16 接続ケーブルに生じるエコー遅延特性の一例

5.5.4 位相校正器

この測定器に使用している位相校正器は 3.4.2 に述べた分布定数型であつて 5D-2W 同軸ケーブルを使用している。この位相校正器の誤差としてはつぎの 3 つが考えられる。

- (1) ケーブルを切り取る際の長さの誤差 (Slip Error) およびポリエチレンの誘電率のロット別ばらつきによる誤差
- (2) 周波数が掃引された場合、ケーブル両端の不整合によつて生じるエコー遅延特性による誤差
- (3) 単一周波数における不整合による絶対遅延時間の誤差 (3.4.2 参照)

このうち(1)の誤差は測定された遅延特性の形状には変化を与えない比例誤差であり、(2)の不整合によつて生じる誤差は遅延特性の形を変える性質の誤差である。また(3)は図 5.1 の $A' - B'$ 間で遅延ケーブルを着脱して遅延時間を校正するときに生じる誤差であつて信号が掃引されていても中心周波数に着目して校正が行われるから単一周波数での校正と等価であり、したがつてこれも(1)と同じく比例誤差である。

(1)については表 5.2 に一例を示したごとく $\pm 1.6\%$ 程度である。

つぎに(2)について考察すると、遅延ケーブルを挿入しないときの $A' - B'$ 間の接続ケーブルの長さを 1 m 、両端の $V \cdot S \cdot W \cdot R$ をそれぞれ 1.5 および 1.1 として、エコー遅延時間 $\Delta \tau_3$ 、およびピッチ F_3 を求めれば

$$\begin{aligned} \Delta \tau_3 &= 0.4 \text{ m}\mu\text{s} \\ F_3 &= 110 \text{ MC}\% \end{aligned} \quad \left. \vphantom{\begin{aligned} \Delta \tau_3 &= 0.4 \text{ m}\mu\text{s} \\ F_3 &= 110 \text{ MC}\% \end{aligned}} \right\} 5.29$$

となる。

したがつて掃引幅 20 MC に対するエコー遅延時間は最大の場合傾斜特性となり、その値は $0.2 \text{ m}\mu\text{s}$ 程度である。

つぎに(3)について考察しよう。或る 1 点の周波数に着目した場合の不整合による遅延時間誤差は式 3.4.16 より

$$\Delta \tau = 2 \tau_0 \Gamma \cos 2 \beta \ell$$

最大値のみを考えれば

$$\begin{aligned} |\Delta \tau| &= 2 \tau_0 \Gamma \\ \Gamma &= r_1 r_2 e^{-2 \alpha \ell} \end{aligned}$$

遅延ケーブルを挿入した場合の両端の $V \cdot S \cdot W \cdot R$ をそれぞれ 1.5 および 1.1 とし、 $\alpha = 0.8 \text{ dB/m}$ 、 $\ell = 10 \text{ m}$ とすると

$$\Gamma = 7.5 \times 10^{-5}$$

$$\therefore \left| \frac{\Delta \tau}{\tau_0} \right| = 1.5 \times 10^{-5}$$

したがって遅延ケーブルを挿入した場合の絶対遅延時間誤差は0.015%となり無視できる値である。遅延ケーブルを入れない場合の誤差は式5.29より最大 $\Delta \tau_3/2 = 0.2 \text{ m}\mu\text{s}$ である。したがって50 $\text{m}\mu\text{s}$ に対するパーセンテージは $0.2/50 = 0.004$ すなわち最大0.4%である。

5.5.5 総合精度

以上考察した精度を要約すれば表5.3に示すことになる。

条件：4000 \pm 10 MCにおいて被測定系の絶対遅延時間

250 $\text{m}\mu\text{s}$ とする。

誤差の種類	大きさ(又は%)	形 状	
変調感度偏差による誤差	2.7 $m\mu s$	右上り傾斜	
不整合(送+受)	0.6 $m\mu s$ (最大)	傾斜又は彎曲	
周波数変換器	0.5 $m\mu s$ (最大)	〃	
位相較正器	長さ及び誘電率	1%	比例
	不整合(形状誤差)	0.2 $m\mu s$ (最大)	傾斜又は彎曲
	〃 (較正誤差)	0.4 % (最大)	比例

表 5.3

したがってすべての誤差が最悪に重なったときは形状誤差として4 $\text{m}\mu\text{s}$, 較正誤差として1.4%となる。

被測定系の遅延特性が50 $\text{m}\mu\text{s}$ 以下のときは較正誤差は $50 \times 0.014 = 0.7 \text{ m}\mu\text{s}$ 以下となり一般に無視できる。

誤差が最悪に重なることは稀であるとすれば形状誤差は2~3 $\text{m}\mu\text{s}$ 程度と考えるのが妥当であろう。

5.6 実測例

4000Mc中継機用遅延特性測定器(ECL-1151, WJ-306, WJ-308等)によつて得られた実測例は無数にあるが、こゝでは初期に得られた数例を示すに留める。

5.6.1 マイクロ波回路器の測定

この測定器は測定原理上、被測定系の入出力周波数が40Mcシフトされていなければならないので、回路器のみを測定する場合には40Mcシフトを附加して測定しなければならない。図5.17はこのようにして測定したWagner特性8段帯域回路器の振巾特性(a)、遅延特性(b)である。

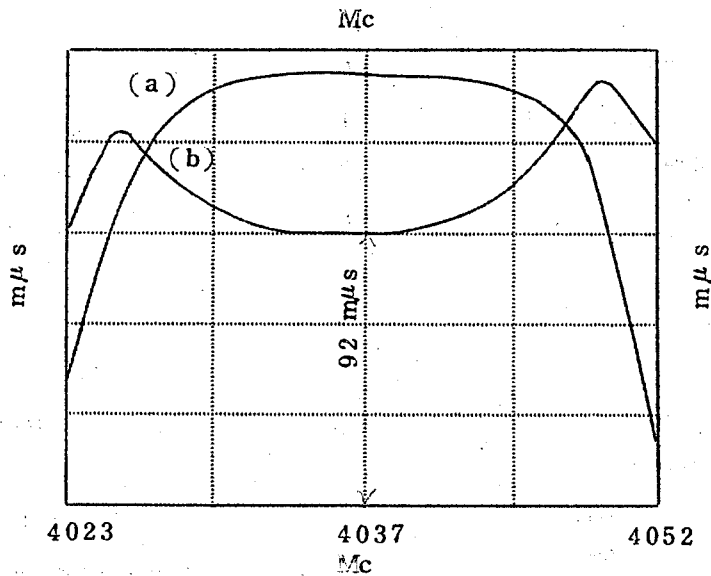


図5.17 Wagner特性8段帯域回路器

(a) 振巾特性

(b) 遅延特性

〔註〕 40Mcシフトを附加して測定

5.6.2 中継機の測定

現用4000MC中継機には試験用の入力および出力端子がもうけられており、マイクロ波切替スイッチによつて試験端子と空中線系とを切替えられるようになっている。

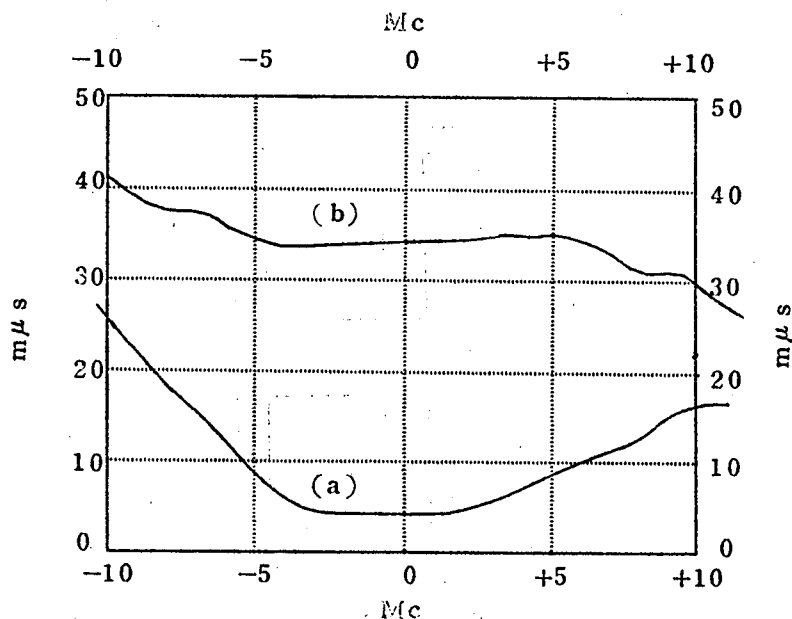


図 5.18 試験端子よりの実測例 (山原局下り)

(a) 遅延等化器なし

(b) 遅延等化器あり

図 5.18 は試験端子における中継機遅延特性の一例である。したがつてこれには空中線系の特性は含まれていない。

空中線系のエコー歪も含めた総合の遅延特性を測定するには図 5.19 に示すごとく空中線系の中継機になるべく近いところに方向性結合器をもうけ、これに測定器を接続する。(試験端子は使用しない)

このようにすれば受信機入力で反射した成分は受信空中線まで戻りその不整合で再び反射されて受信機に入るので、受信空中線系のエコーによる遅延特性も同時に測定される。

同様に送信機から出た波のうち送信空中線で反射され、再び送信機出力で反射された成分も送信機の直接の出力とともに測定器に入るので送信空中線系のエコーも含まれた測定になる。

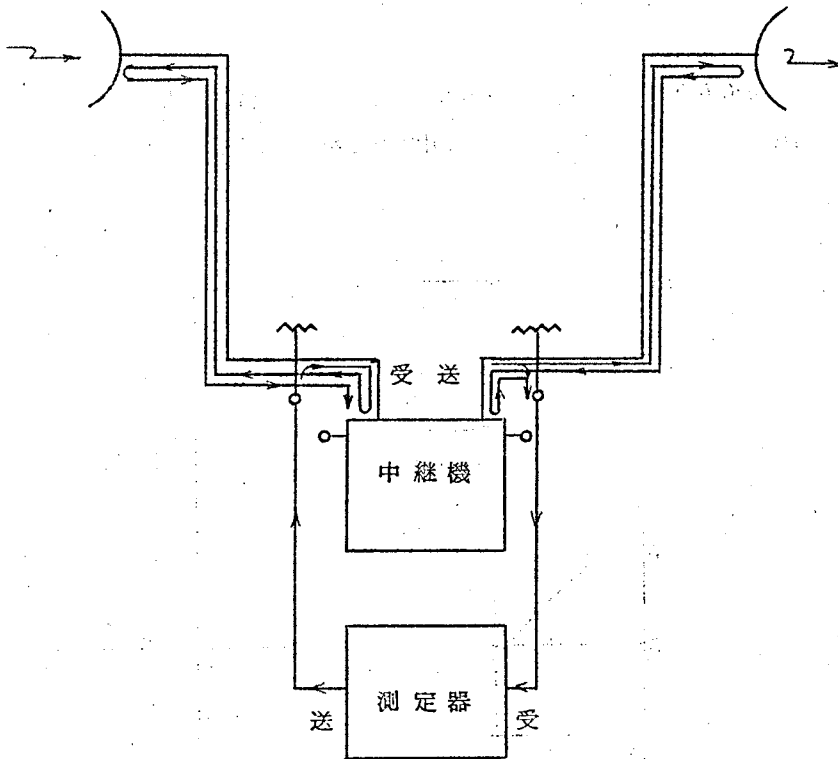


図 5.19 空中線系を含めた測定法

また送受いずれか片側のみ試験端子を使用すれば、送受いずれか片側のみの空中線系の特性を含めた測定ができる。

図 5.20 はこのようにして測定した総合の遅延特性の一例である。図において

$T_R \sim T_S$: 送受共試験端子より

$O_R \sim T_S$: 送信側のみ試験端子より

$T_R \sim O_S$: 受信側のみ試験端子より

$O_R \sim O_S$: 送受共方向性結合器より

の測定である。空中線系のエコー歪がよく表われている。

5.6.3 中間周波エコー遅延特性の測定

図5.2.1に示すごとく中継機の主中間周波増巾器と、後置中間周波増巾器とが長いケーブルで接続されているような局（例えば回線分岐又は切替局）では両端の整合がわるいときはエコーを生ずる。これの測定にWJ-303を使用すると一端が測定器の入力または出力端

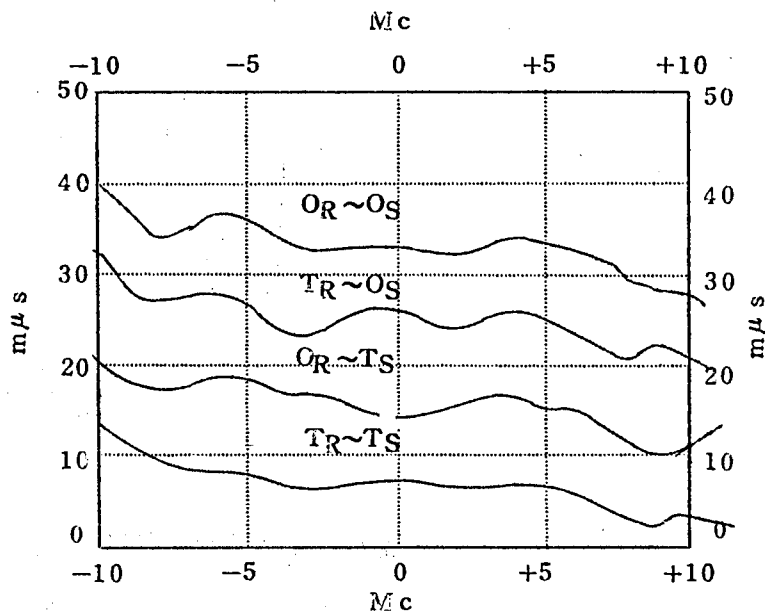


図5.2.0 空中線系を含めた実測例

子によつて終端子されるので実際の状態とは合わなくなる。故に本器を使用してIFを間にはさんだ形で $\mu-\mu$ で測定した方が正確である。

図5.2.2はこのようにして測定した例を示す。

5.7 回線用遅延特性測定器との対応

図5.2.3に示すごとく中継機メーカーにおいて8台の中継機を縦続接続し、まづ1番目の中継機の送信機入力より8番目の中継機の受信機出力までの遅延特性をWJ-303測定器で測定した。その特性を図5.2.4(a)に示す。これは実質的に中継機7台分の遅延特性が相加したものである。

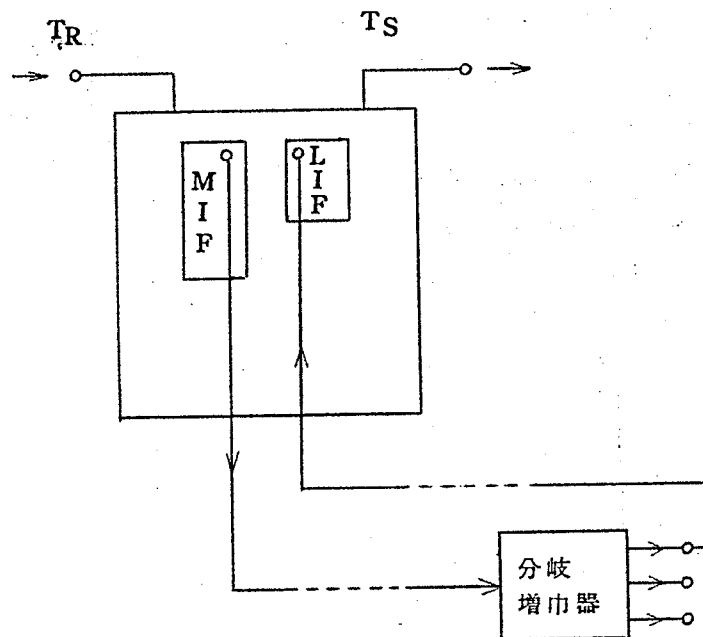


図 5.2 1 中間周波接続ケーブルの長い局

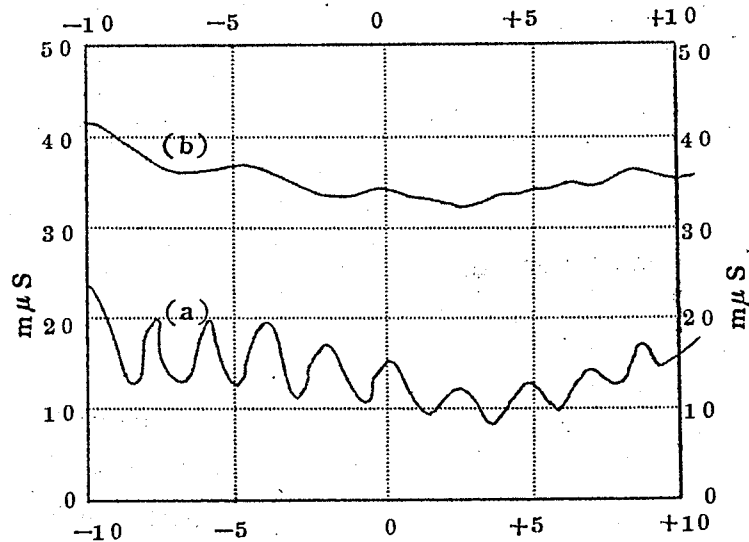


図 5.2 2 (a)改修前 (L I F の入力インピーダンス不整合)
(b)改修後

つぎに各中継機1台宛の遅延特性をECL-1151測定器により測定し、これらを図形的にたし合わせて得た特性を図5.24(b)に示す。(a)と(b)とを比較すれば64~80MCの範囲では両者はほとんど一致しており、64MC以下において差を生じている。この差は5.5.1で説明したようにクライストロンの変調感度偏差によるものと思われる。

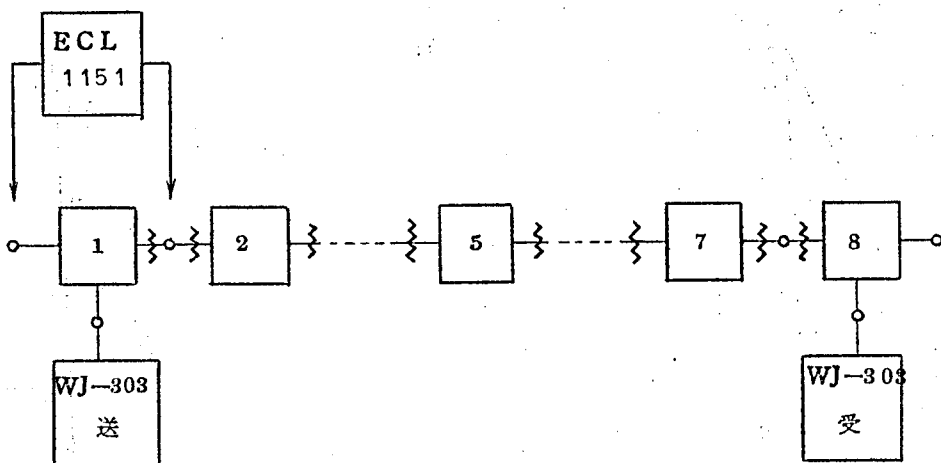


図5.23 遅延特性の相加試験

5.8 要 約

以上説明したように本測定器はその構成が比較的簡単であつて、誤差においても掃引発振器の変調感度偏差以外には特に本質的に問題となる点は少い。構成が簡単なりに性能は確度、安定度（特に後者）においてすぐれている。変調感度偏差による誤差をなくすることは不可能ではないが構成が複雑になることをまぬがれない。しかし収容チャンネル数480程度の回線ではこのまゝで充分であり、とくに中継機の異常遅延特性（例えばこまかいコブやへこみのあるような遅延特性）の発見には大いに偉力を発揮している。

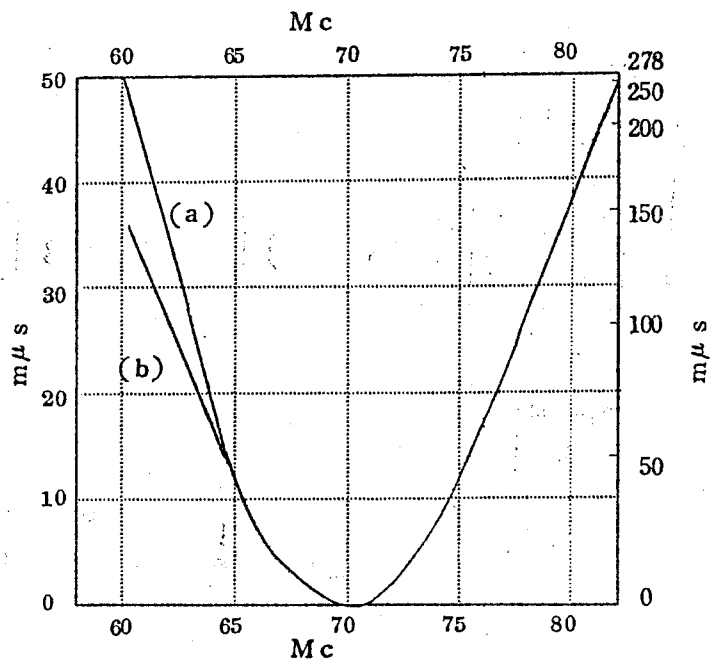


図5.24 総合特性と相加特性との比較

・ (ECL-1186 遅延特性測定装置)

6000Mc 帯中継機は送受偏移周波数が252Mcであり、かつ送受において変調周波数偏移の方向が逆転しないので4000Mc 中継機用測定器の場合と同一の測定方式を適用することはできる。しかしながらまえがきにのべたように幹線ルート用に設計された6000Mc 中継機は960~18000Hz以上の超々多重電話あるいは電話、数1000HzとカラーTVの同時伝送を可能ならしむような高度の性能が要求されるため、その規格は4000Mc 中継機に比して一桁以上厳格であり、したがって測定精度も4000Mc 用測定器に比して一桁以上向上せねばならない。したがって4000Mc における測定方式をそのまま6000Mc に移行しても到底要求される測定精度を満足することはできない。こゝに6000Mc 用測定器に対して新たな工夫が要求され、以下述べるような測定方式によつて要求規格をほぼ満足できるような測定器が実現できた。

6.1 装置の構成

図6.1に6000Mc 帯中継機用遅延特性測定器の電氣的構成図を示す。この装置は図6.2に示すごとく送受信部の周波数変換器を除いてすべての部分が一架に組立てられている。また表6.1に機械的構成を示す。

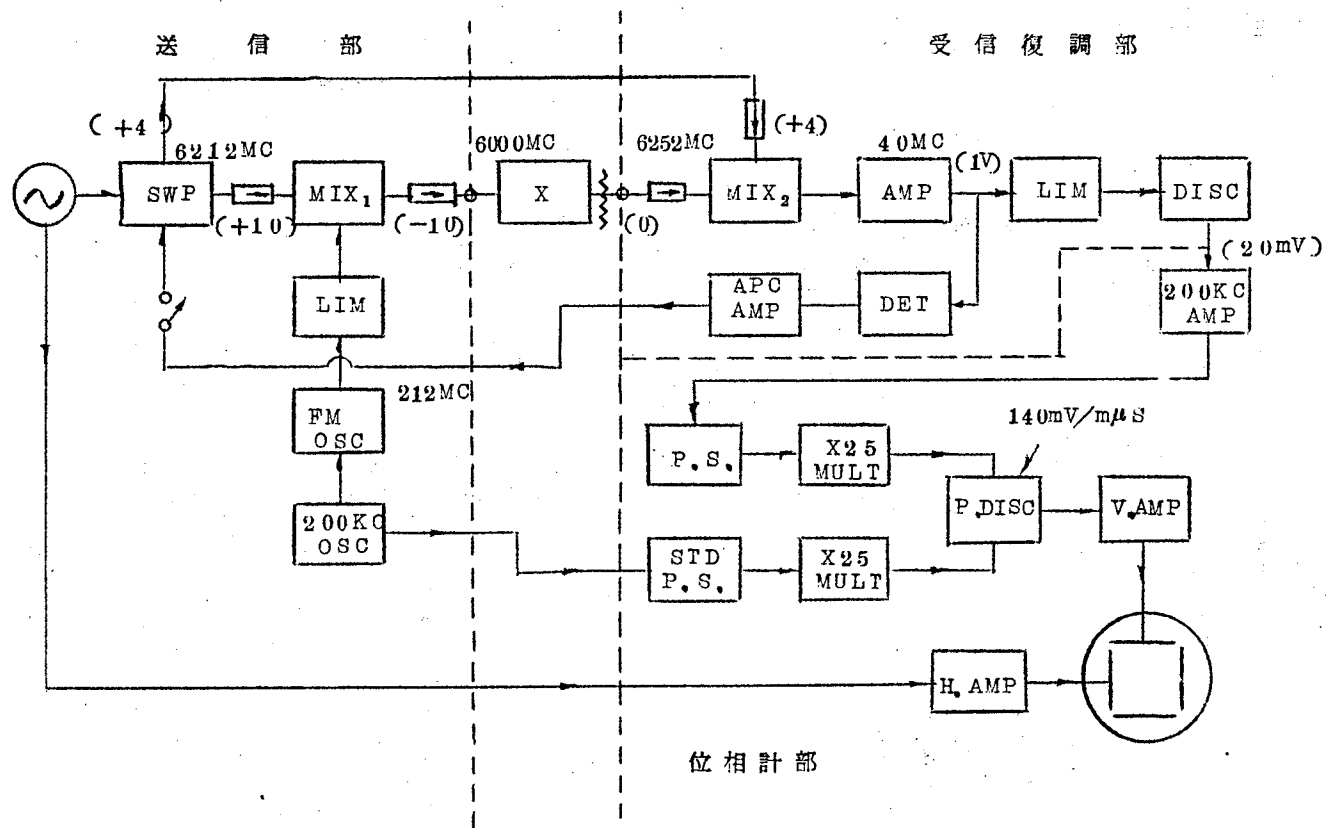


図 6.1 6000 MC 帯遅延歪測定器構成図

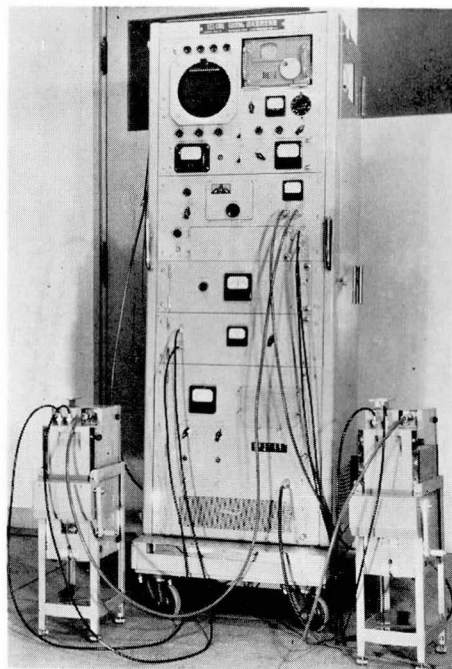


図 6.2 外觀図

表 6. 1

パネル名称	内 容
指 示 部	測定用ブラウン管，垂直軸増巾器，水平軸増巾器， 空洞波長計，マーカ回路，レベルメータ，電流計
送 信 部	6 0 0 0 M c 帯掃引発振器，2 0 0 K c 水晶発振 器，出力モニタ，A G C 回路，出力減衰器（半固定） 2 1 2 M c F M 発振器
位 相 計 部	2 0 0 K c 増巾器，校正用移相器，可変移相器，2 5 2 5 通倍器，位相弁別器
受信復調部	4 0 M c 増巾器，振巾制限器，周波数弁別器
電 源 部	+ 3 0 0 ， + 1 5 0 ， + 1 0 0 - 1 5 0 ， - 3 0 0 ， - 8 0 0 - 1 0 0 0 ， - 1 1 0 5 ， - 1 6 0 0 , A C 6.3

送信周波数変換器

受信周波数変換器

6.2 動作の説明

6000 M \circ 帯中継機は送受周波数が252 M \circ 偏移されているので、この点を利用して受信部周波数変換器で掃引成分を打消して単一周波数の中間周波を得ていることは4000 M \circ 用測定器と変らない。異なる点はまづ送信部は図6.1に示すごとくクライストロン掃引発振器(SWP)は掃引マイクロ波の電源としてのみ使用し、副搬送波(200 K \circ)によるFMは加えていない。200 K \circ によるFMは別にもうけた212 M \circ FM発振器のリアクタンス管によつておこなっている。この出力とさきの掃引発振器出力とを送信周波数変換器(MIX₁)において混合して所要の周波数の出力を得る。(したがつて例えば被測定中継機(x)が入力6000 M \circ 、出力6252 M \circ であれば掃引発振器の中心周波数は6212 M \circ をとり、入力6000 M \circ 、出力5748 M \circ の中継機であれば掃引発振器の中心周波数は5788 M \circ をとらねばならない。)このようにすれば周波数変換器出力の200 K \circ による周波数偏移はクライストロン掃引に無関係に一定となる。

中継機出力波(例えば6252 M \circ)の200 K \circ FM成分はNyquist, Brandの原理により中継機の位相特性の非直線性によつて位相が変化している。そこでこの中継機出力波(6252 M \circ)とクライストロン掃引発振器の出力の一部を分岐して得た6212 M \circ とを受信周波数変換器(MIX₂)で混合すれば両波は同一方向に同波形で同一幅だけ掃引されているから変換器出力波は40 M \circ 一定となり、かつ6212 M \circ の方には200 K \circ FMはかかつていないから6252 M \circ 波の200 K \circ FM成分は40 M \circ においてもそのまゝの形で保たれる。受信復調部はこの40 M \circ を増幅、振幅制限、周波数弁別して副搬送波の200 K \circ 波を取り出す。すでに述べたごとく受信復調部は40 M \circ 一点で動作するため、この部分の遅延特性は誤差にならず、また弁別器出力の200 K \circ は振幅一定の波となる。

弁別器出力の200 K \circ 信号は位相計部に導びかれ、送信部200 K \circ 発振器より分岐して得た200 K \circ 波を規準波として位相弁別されるが、その前に信号波規準波ともに25通倍して検波感度を上昇する。この25通倍器($\times 25$ MULT)は後述するごとく非常に良好な振幅制限器として動作するので雑音の振幅変調成分はほとんど完全に除かれてS/Nを向上するのに大いに役立つており、また位相計部に入る200 K \circ 波は振幅が一定であるので振幅変化による位相弁別の誤差は生じない。したがつて極めて高感度、かつS/N良好な位相弁別が実現される。図6.1において可変移相器(P.S.)は位相弁別するさいに信号波、規準波の相対位相を位相弁別器の直線動作に入るように調整するためのものであり、標準移相器(STD P.S.)は測定値を校正するためのもので10 m μ sの位相標準を与える。位相弁別器出力は

垂直軸増幅器で増幅してブラウン管垂直軸に加えられるが感度調整によりフルスケールを10, 5, 1 mμsの3段階に切替えられるようになっている。

以上の説明から察せられるように、この測定方式は章4の回線用測定器と章5の4000Mc中継機用測定器との利点を巧みに組合せた測定方式であるとみなされよう。

6.3 性 能

この装置は6000Mc帯(5926~6424Mc)において入出力周波数に252Mcの差を有し、かつ入出力において変調周波数偏移の方向が逆転しないような中継機の総合遅延特性の測定ならびに調整等に使用できるものである。この装置の主要な性能はつぎの通りである。

a) 送信部(周波数変換器出力における規格)

出力周波数範囲: 5488~6612Mc

掃引巾: 50%により0~30Mc以上

変調: 200Kc/sによりm_f=1以上まで可能

出力: 信号出力 -10~-50dBm連続可変

局部出力 +2dBm半固定

出力V.S.W.R.: 1.05以下

周波数マーカ: 空洞波長計を使用し5900~6450Mcの間を1Mc間隔に校正可能

b) 受信部

入力レベル範囲: 0~20dBm

入力V.S.W.R.: 1.05以下

中間周波増巾器: 利得50dB以上

帯域巾(3dB落)±3Mc以上

振巾制限器: 0.5V~1.0Vの入力変化に対し出力変化1%以内

周波数弁別器: 弁別感度1.2V/Mc以上

c) 位相計部

200Kc増巾器: 利得50dB以上, 帯域巾(3dB落)±5Mc以上

通倍器: 5通倍器2段で25通倍し, 200Kc入力0.5~1.5Vの変化に対し5Mc出力電圧変化は1%以内

標準移相器: 0.1Rより成り, 移相量10mμs±2%

位相弁別器：弁別感度 $140\text{ mV}/\text{m}\mu\text{s}$ 以上

d) 綜 合 特 性

A M-P M変換：1 dBの低周波振巾変調を有するマイクロ波入力に対し変換される P Mは
0.2 m μs 以内

校 正 誤 差：2%以内

感 度：フルスケール(70 mm)を1 m μs , 5 m μs , 10 m μs の3段階に切
替えられる。

ハ ム：0.1 m μs 以内

雑 音：位相計部のみで0.15 m μs (P-P)以内。

6.4 各部の検討

6.4.1 6000 M \circ 帯掃引発振器

本装置に使用している掃引発振器はクライストロン5721を使用した同軸空洞発振器であつて動作原理は4000 M \circ 用のものと略同一である。この発振器の主な性能はつぎのとおりである。

1) 発振周波数範囲：5700~6400 M \circ

2) 掃引巾：0~30 M \circ 以上

3) 出 力：

信号用出力：+10 dBm以上

局部用出力：+2 dBm以上

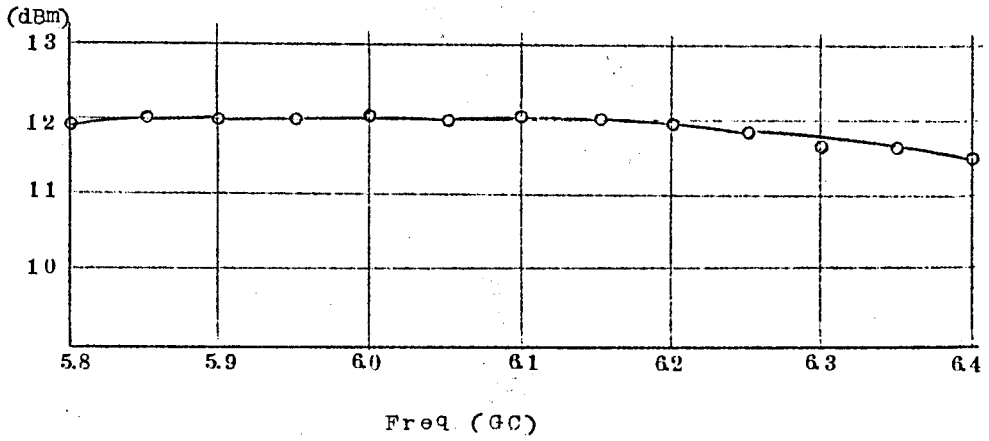
4) 出力偏差： ± 15 M \circ 掃引において0.5 dB以下

5) 出力インピーダンス：1.4以下

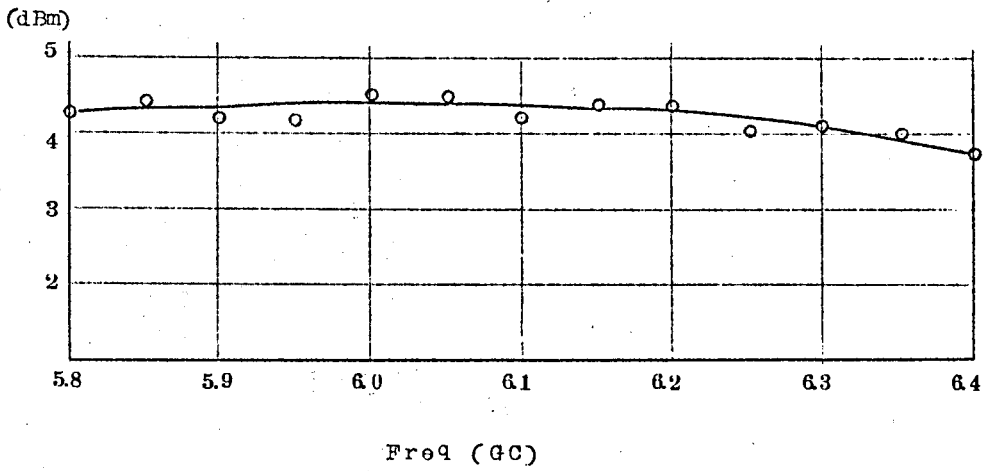
図6.3(a)(b)に出力特性を示す。

図6.3 掃引発振器出力特性

(a) 信号出力



(b) 局発出力



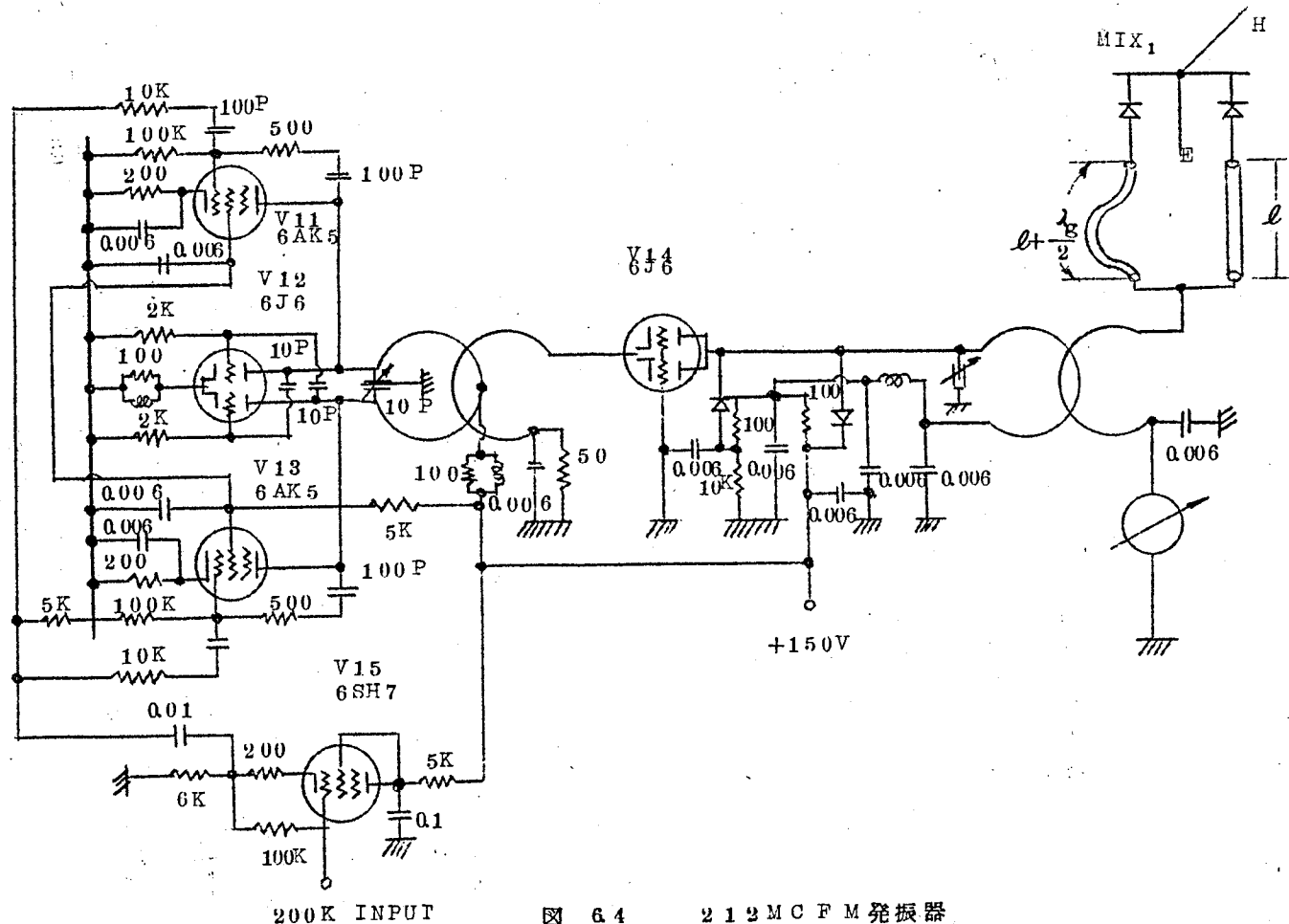


图 64 212MCFM 振荡器

この部分の回路を図 6.4 に示す。発振管は 6J6 (V12) で双三極管を Push-Pull に用いたいわゆる バタフライ回路を用い、また 200 KC/S で FM できるように両側に対称にリアクタンス管 6AK5 (V11, V13) をもうす。200 KC 変調信号は両リアクタンス管に同相で入る。周波数偏移は S/N を良くするため従来より大きくとり $\pm 200 \text{ KC} (mf=1)$ を標準値としている。

一般にリアクタンス管を用いた FM 発振器では多少なりとも AM を同時に発生する。故にこのままではマイクロ波に変換されたのち被測定系又は測定器受信部において AM-PM 変換を生じ測定誤差を生じる。これを防ぐため 4000 MC 回線用測定器では 4.4.2 において述べたように特殊なリアクタンス管回路を使用したのであるが、本装置では周波数が高いため発振が困難となる。そのためリアクタンス管回路は普通の回路を採用し、212 MC 発振出力を振巾制限器兼増幅増巾器 (V14) を通し AM 分を除去してのち周波数変換器に入れている。

周波数変換器は平衡形であるので両側の鉱石にかかる 212 MC 電圧は逆相になつていなければならない。そのため図 6.4 に示すごとく増巾器 (V14) 出力と変換器 (MIX_1) をつなぐ 2 本の Cable の長さで $l_{g/2}$ (4.7 cm) の差をもうけて鉱石にかかる電圧を逆相としている。

200 KC 発振器は無調整形で恒温槽は使用していない。これは測定感度が高いため恒温槽動作時に接点から発生する雑音による擾乱が問題となるからである。

6.4.3 送信周波数変換器

周波数変換器の理論的検討は 3.5 に述べたところであるので、ここでは構造の概略および特性を述べるに止める。構造は Magic Tee のバランスアームに 2 個の鉱石マウントをとりつけた平衡変換器で、E アームを信号入力、H アームを信号出力とし、両アームには電界偏移形単向管を挿入して V, S, W, R, を改善し且つ映像周波電力を吸収する。

図 6.5 は使用した電界偏移形単向管の特性、図 6.6 は単向管を挿入しない場合の E および H アームより見た V, S, W, R, 特性である

この測定器の周波数変換器と中継機との接続は導波管接続を正規とするがその接続法は図 6.7 に示すごとく中継機の試験端子にベンド又は方向性結合器をとりつけ、これより直線導波管を垂下し、これと床面上に垂直においた周波数変換器とを接続する。したがって周波数変換器の出力端子の床面よりの高さを 20 cm 程度の範囲で調節できる構造になつている。

図 6.5 電界偏位形単向管

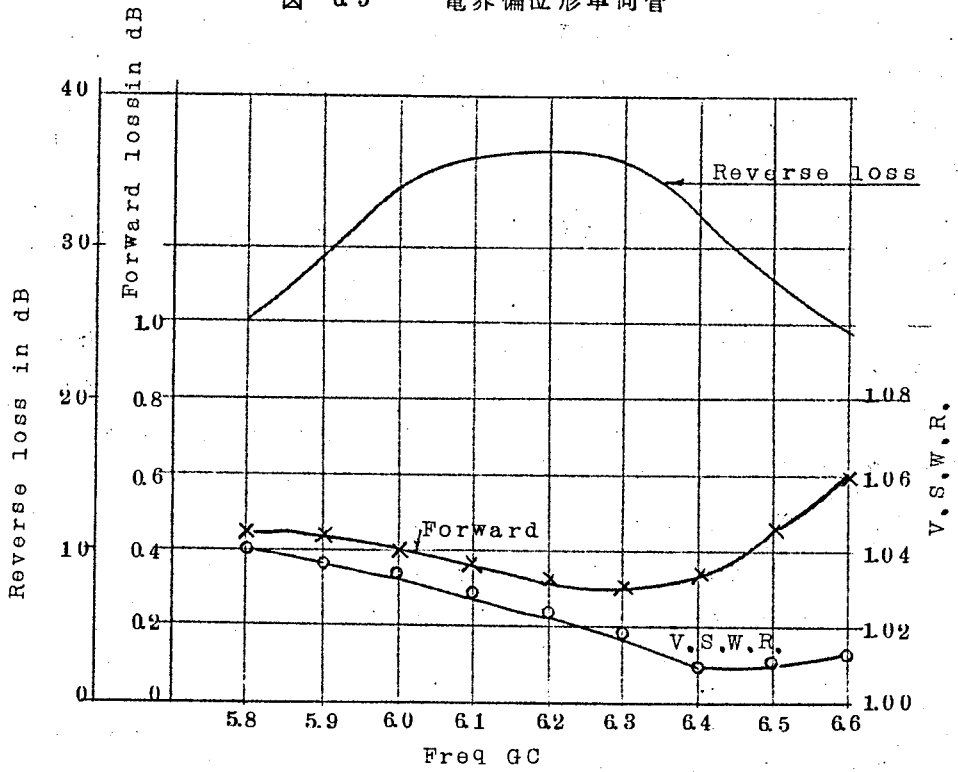
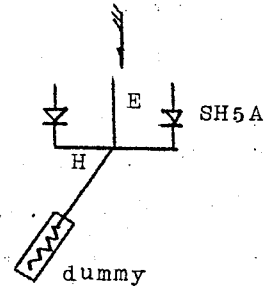
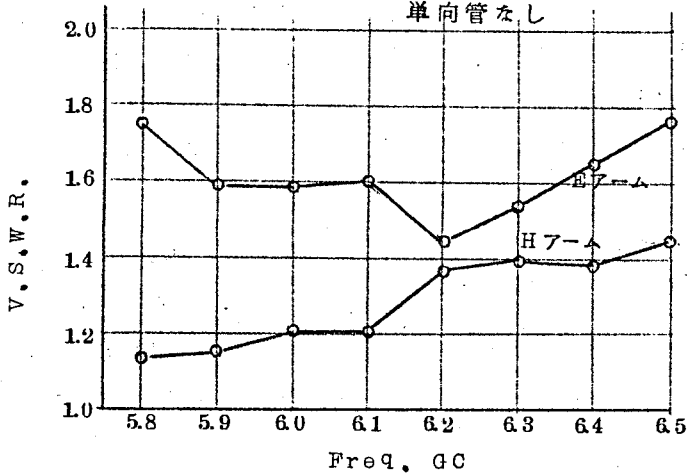


図 6.6 送信周波数変換器
インピーダンス
X-tal SH5A
単向管なし



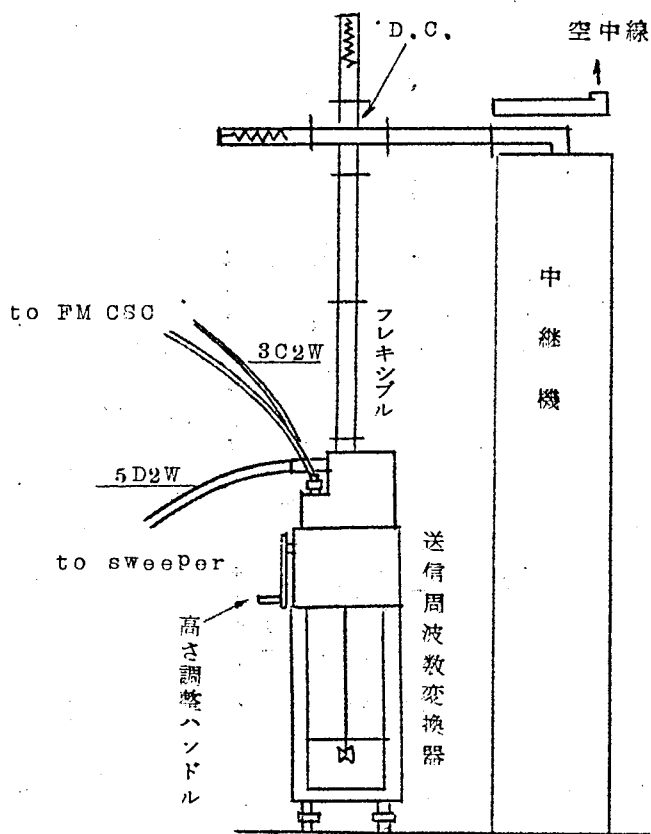
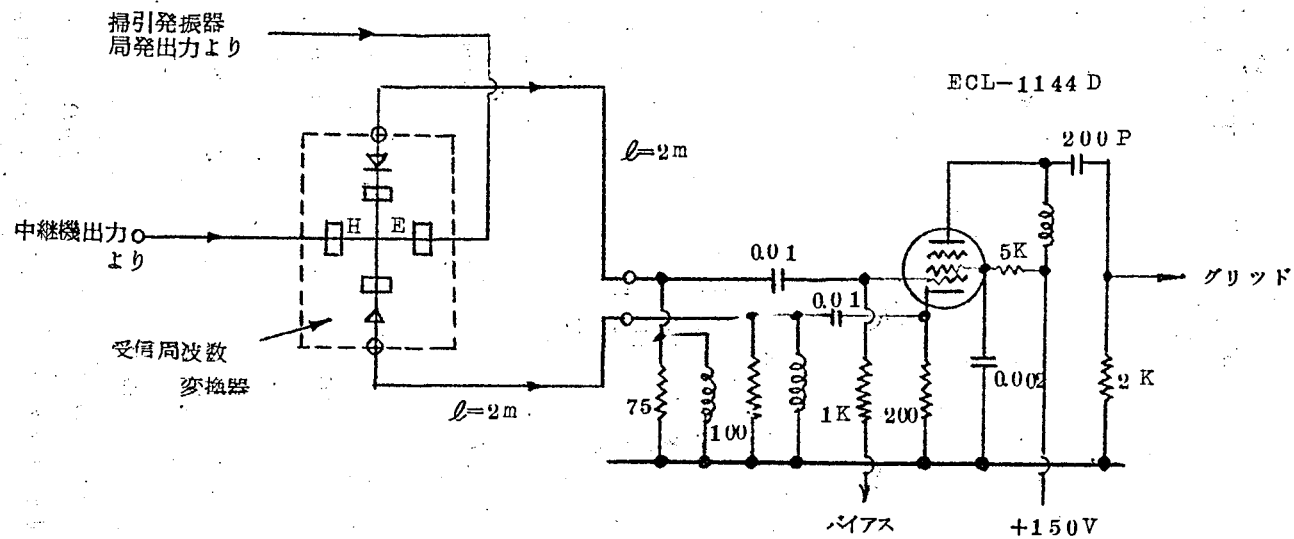


図 6.7 送受信機と周波数変換器との接続

6.4.4. 受信周波数変換器

構造は送信周波数変換器と殆ど同様で異なる点はHアームを信号入力に、Eアームを局部入力に使用し、二つの鉱石から逆相の40MC電圧を取り出し、図6.8に示すように一つは中間周波増巾器初段管のグリッドに、他の一つはカソードに加えて初段管の出力において合成している。このようにすれば二つの鉱石の間の回路的な結合がほとんどなくなり、鉱石の交換による遅延特性の変化は全く認められない程度となる。また周波数変換器と中間周波増巾器とは2m程度のCable 2本で接続されるのでいずれのCableも75Ω抵抗で整合終端している。このようにしないと中間周波サセプタンスにより周波数変換器に遅延特性を生じる。(3.5.2 参照)

図 6.8 受信部入力回路



6.4.5 中間周波増巾器・振巾制限器および周波数弁別器

中間周波増巾管としては高 g_m 管 $6CL-1144$ ($6BR-22$) を使用して雑音の低減をはかった。段数3段、利得50dB、3dB落の帯域巾は $\pm 3\text{MC}$ (単同調) である。

振巾制限器および周波数弁別器は4000MC中継機用測定器で使用する回路とほぼ同一のものである。図6.9に周波数弁別器の微分特性、図6.10に回路を示す。

図6.9 周波数弁別器微分特性

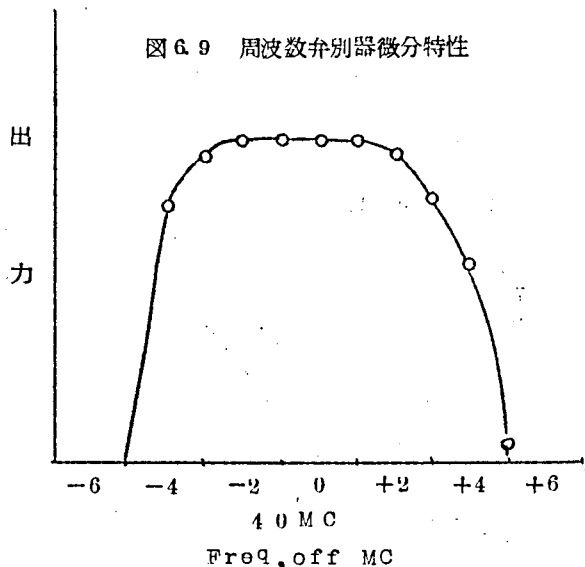
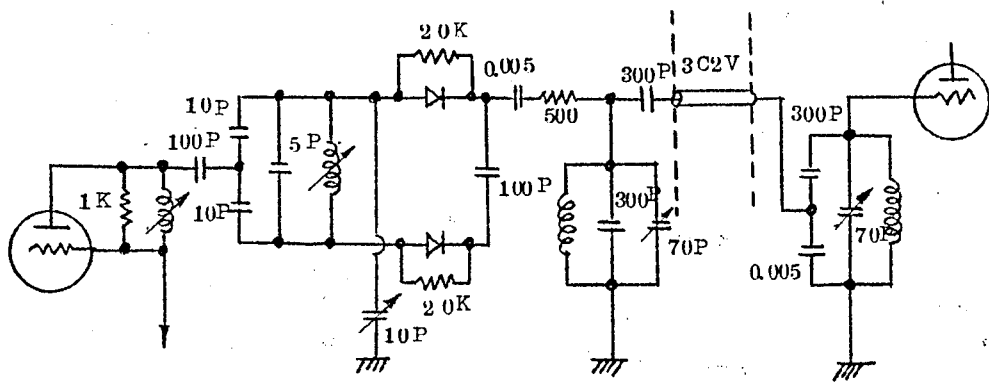


図6.10 周波数弁別器回路



6.4.6 200KC増巾器

S/Nを改善するため入力同調回路において信号を16dB step upしている。総合利得86dB、帯域特性を図6.11に示す。

6.4.7 可変移相器

これは信号波と規準波との相対位相を位相弁別器特性の最も直線性のよい動作点(弁別器における位相角が 90° 附近)に調整するためのものである。位相弁別器出力の極性をも考慮すれ

图 6.1.1 200KC AMP 振巾特性

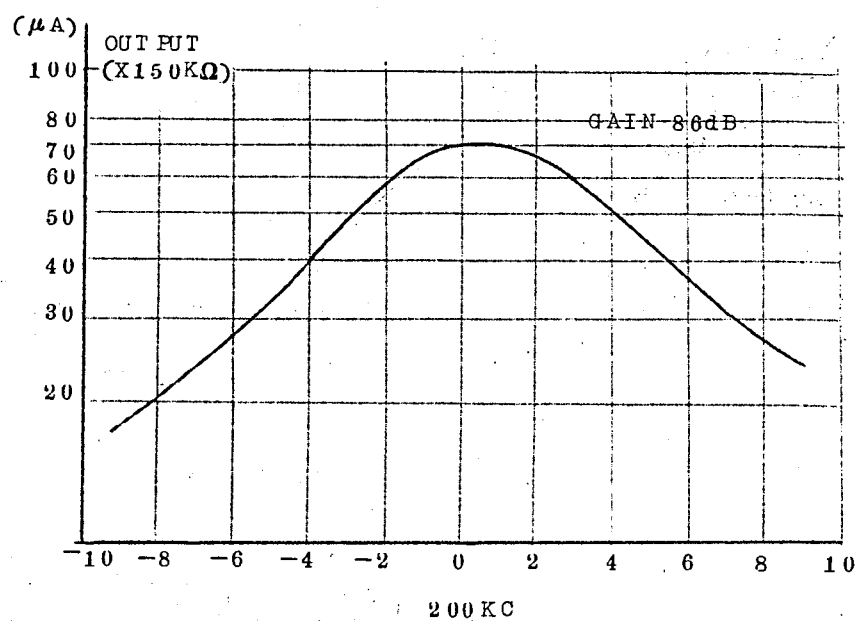
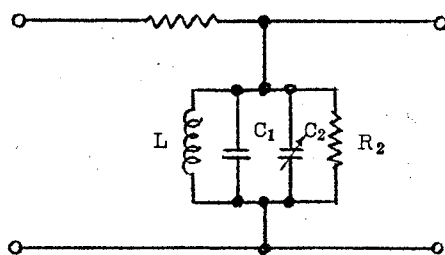


图 6.1.2 可变移相器



ば 360° の範囲において最適動作点は1点のみである。したがって如何なる場合でも最適動作点に調整できるためには位相弁別器の所 (5 MC) で 360° の可変範囲がなければならない。したがって 200 KC では $360^\circ/25 = 14.4^\circ$ の可変範囲を必要とする。(200 KC を25通倍して 5 MC とし位相弁別している) 図 6.1 2 に可変移相器の回路図を示す。

6.4.8 較正用移相器

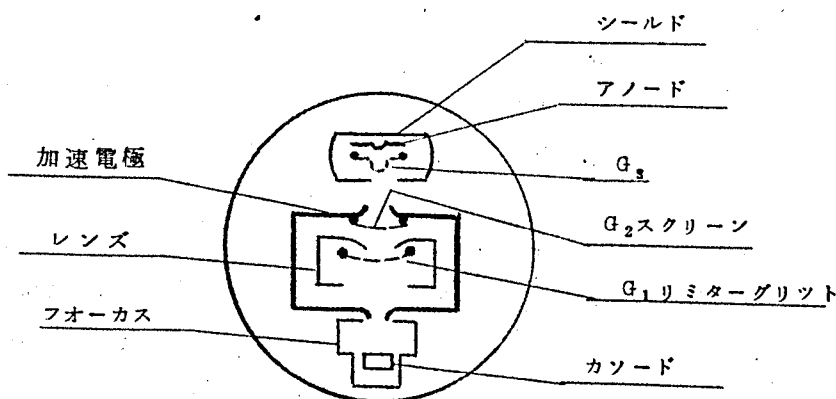
ブラウン管上に表示された遅延特性を数値的に較正するための移相器で、その方法は規準信号回路に正較正移相器をもうけその移相量を $10\text{ m}\mu\text{S}$ (0.01256 ラジアン) としている。位相は 25% ではたらくリレーにより切かえられる。したがってブラウン管上には特性を表わす曲線が上下に2本出てその間隔は $10\text{ m}\mu\text{S}$ であるからこれを規準にして特性の偏差が較正できる。この移相器の確変については 3.4.1 において詳説したのでここでは省略する。

6.4.9 25通倍器

この測定器の通倍器は従来の通倍器とはやや異つた方式を用いている。すなわち Gated Beam 管 6BN6 を使用し、5通倍を2段行つているが通倍出力が充分に得られるので段間増巾器を必要としない。

図 6.1 3 に 6BN6 の電極構造の断面図を示す。カソードから出た電子はカソードと同電位の集束電極および正電位の与えられた加速電極により形成される静電レンズによつて板状ビームとなつて第1格子 G_1 に向う。このような状態では第1格子は大なる相互コンダクタンスを有し、わづか負の格子電圧でビームを反撥して加速電極に吸収せしめ、またわづか正のグリッ

図 6.1 3 6BN6 の電極構造



ド電圧で直進する電子流を飽和せしめるので極めて良好なゲート作用を行なう。この第1ゲートが開かれているときは直視した電子流は第1のゲートと同様に構成されている第2の静電レンズにより再びビームとなり第3格子に向う。第3格子の動作は第1格子と同様でこれが第2のゲートとなる。故に電子は第1と第2の両方のゲートが開かれているときにのみ陽極に到達できる。

したがってこのような電子管は振巾制限器および通倍器(特に奇数次の)として使用できることが予想される。

図614に E_{G1} および E_{G3} に対する I_P 特性を示す。

図615は6BN6を通倍器として使った場合の実験結果で、特に奇数次の通倍特性のすぐれていることがわかる。5通倍の場合入力5Vに対し、出力10Vが得られ通倍して且つ6dBの利得が得られる。偶数次の通倍は入力電圧が或る値を越すと却つて出力が減少する。これは入力が大となると波形の上下のクリップの対称性が良くなつて偶数次高調波の含有率が減少するためである。

図616に5通倍を2段連続して25通倍したときの入力出力特性を示す。これによつてわかるごとく、6BN6を用いた通倍器はまた非常に良好な振巾制限器にもなっている。

また図617は6BN61本で一挙に25通倍した場合の特性で200KC入力1.5Vで5MC出力約2Vが得られ充分実用になるが隣接波(4.8MC、5.2MC)の除去が困難となる。

図 614 6BN6の特性

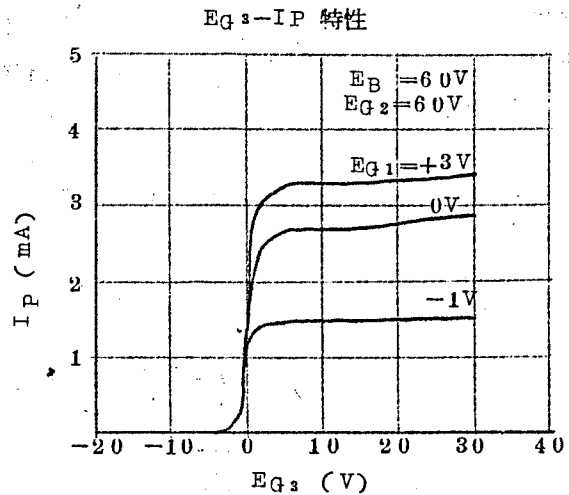
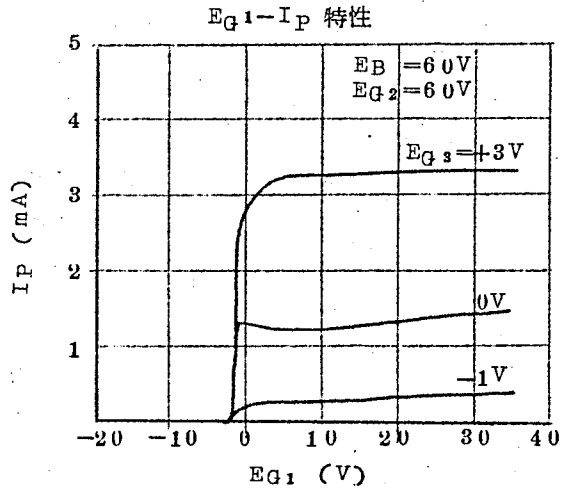


図 615 6BN6 の通信特性

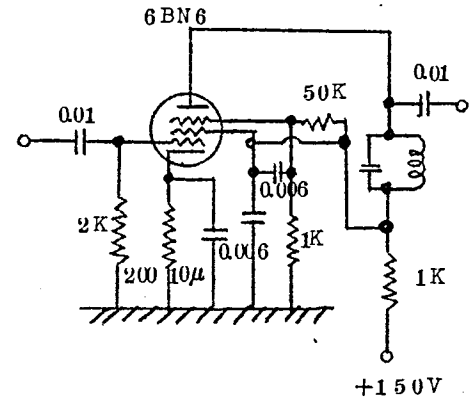
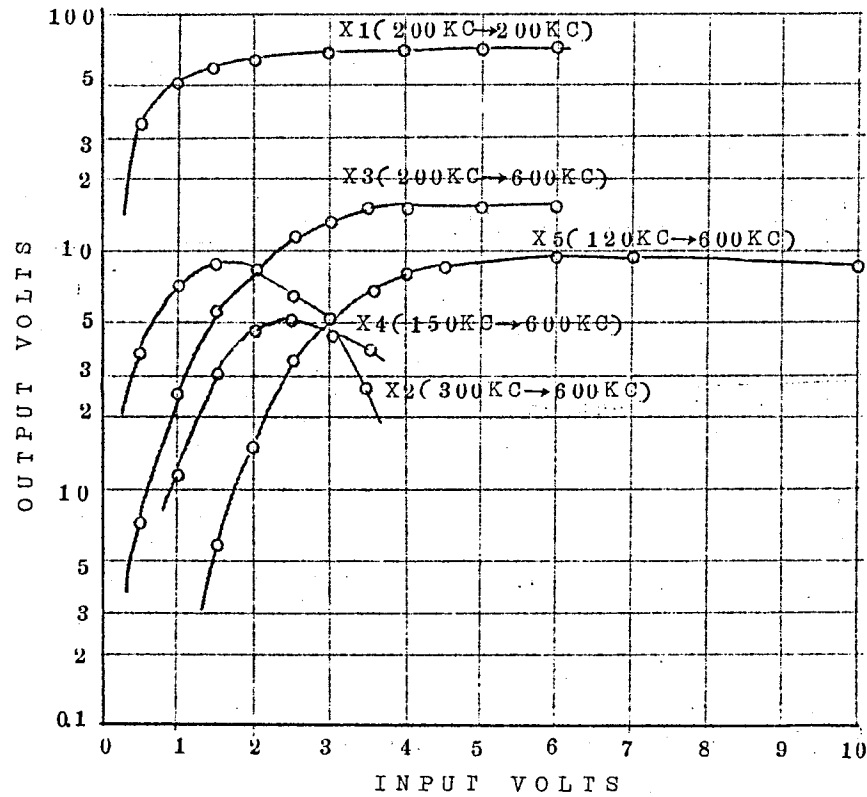
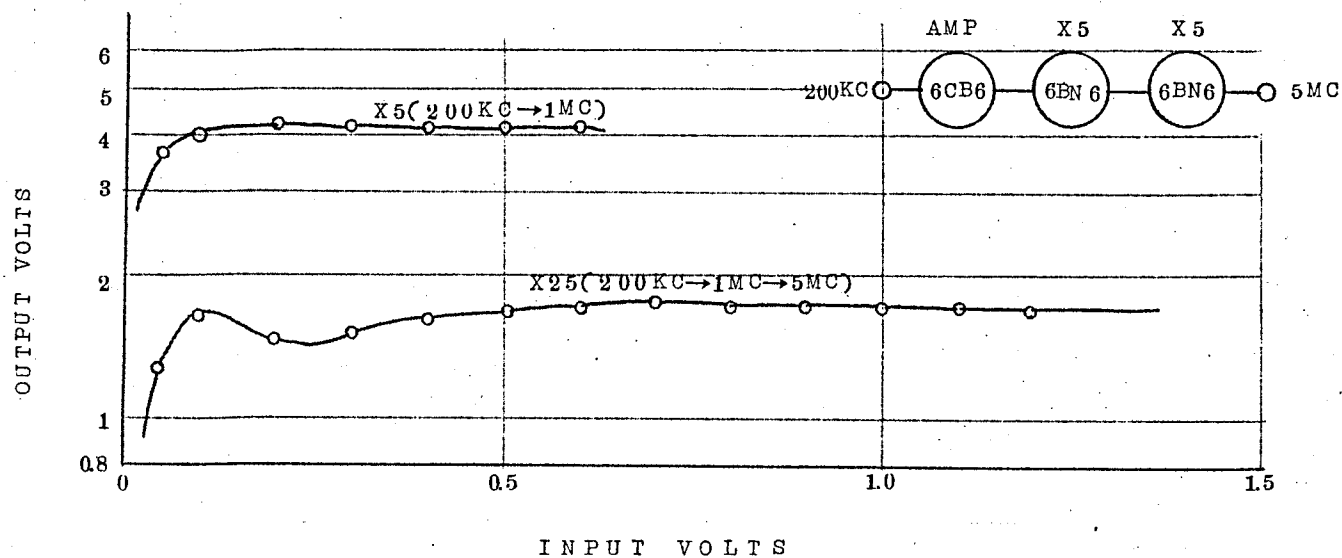


図6.16 6BN6で $(X5)^2$ 増倍させた特性



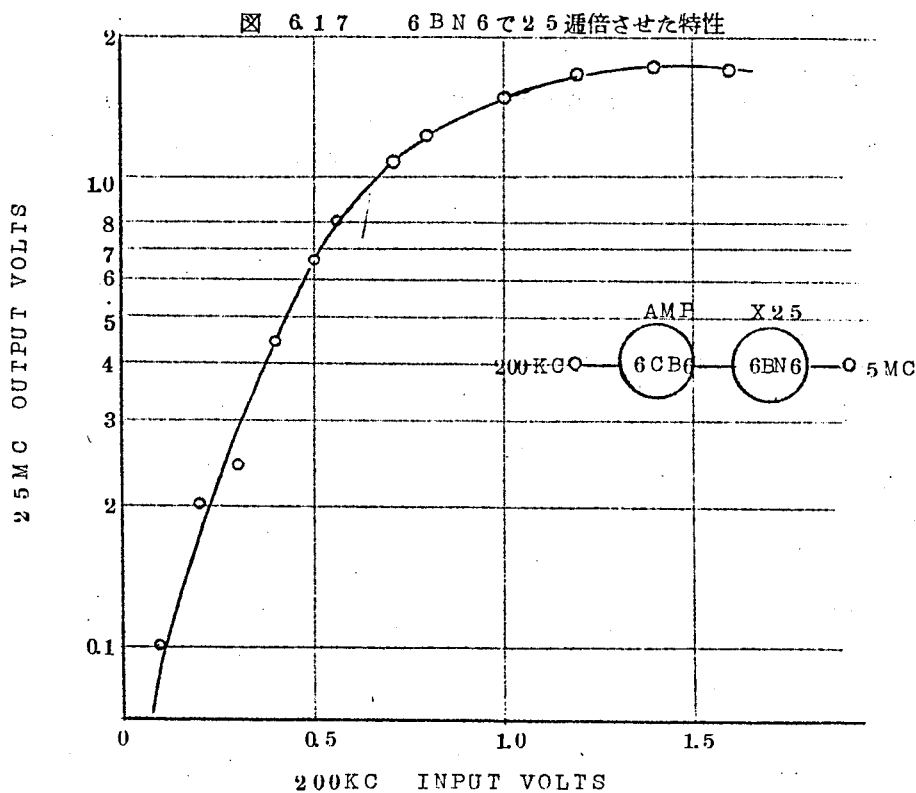
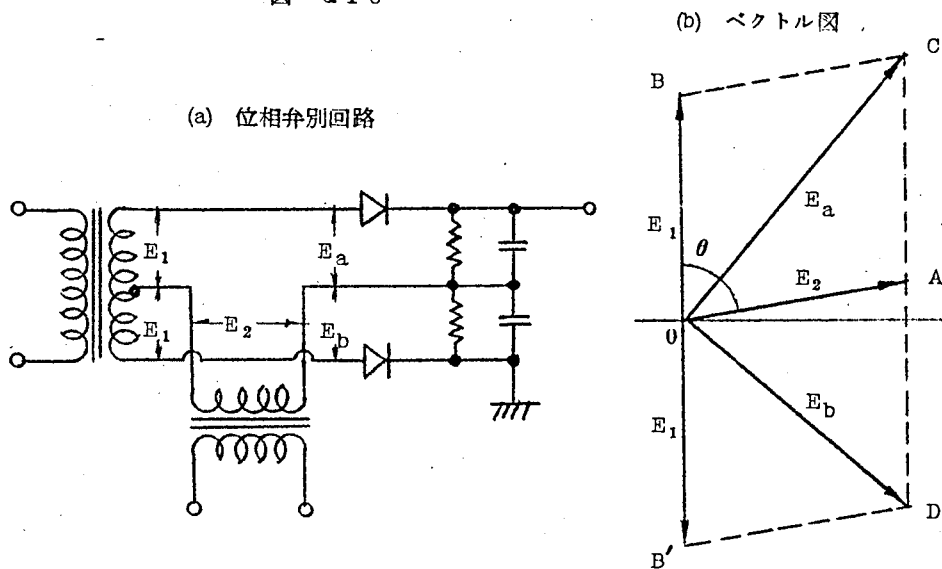
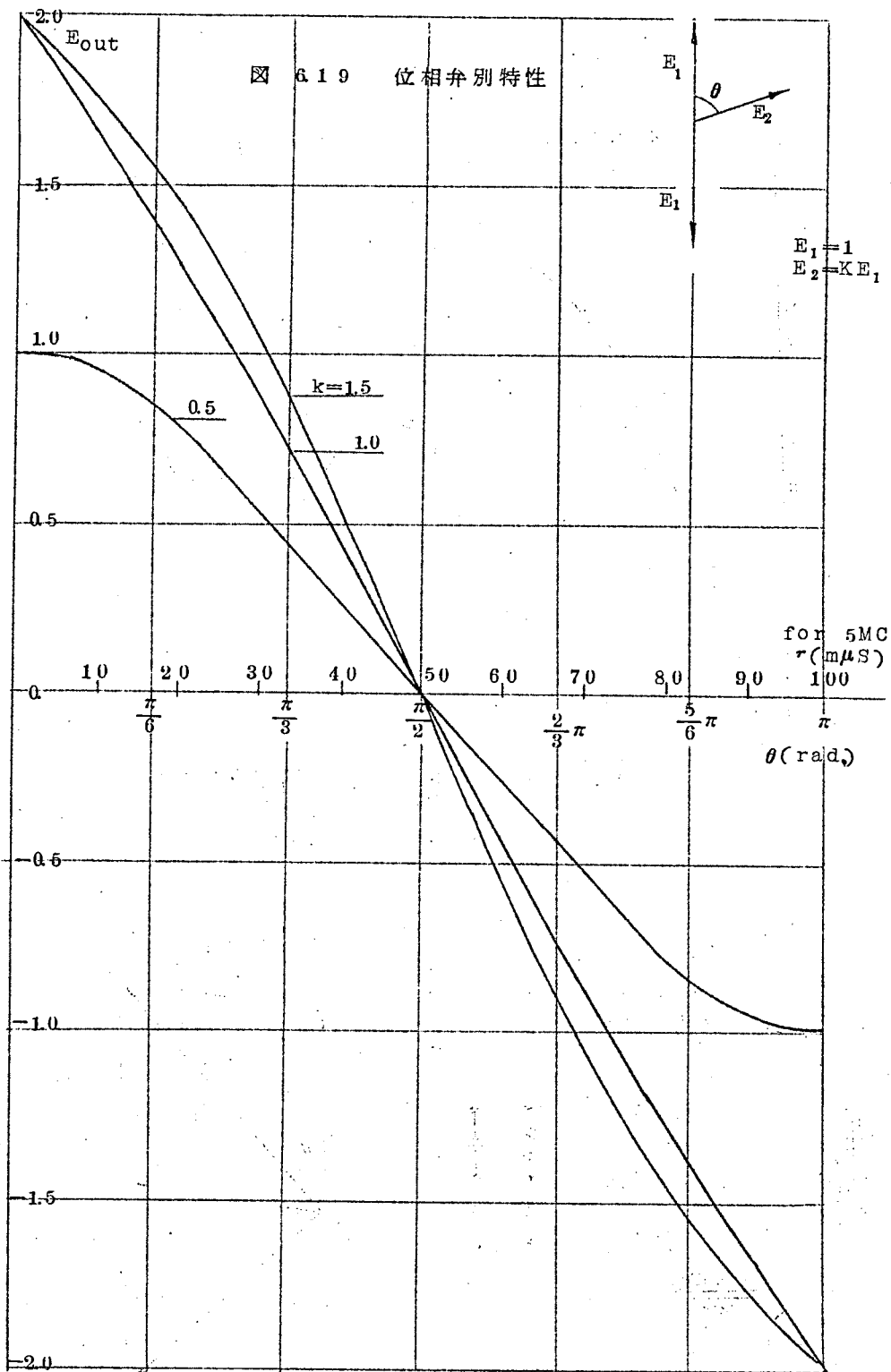


図 6.18





6.4.10 位相弁別器

位相弁別器は2つのベクトル間の位相角が 90° のとき検波出力が零になり 90° の両側で正負逆の検波出力が得られるような位相検波器であつて、図6.18(a)にその代表的回路を示し、図6.18(b)にベクトル図を示す。(b)図において \overline{OA} を被測定ベクトル(すなわち位相の変化するベクトル)、 \overline{OB} を規準ベクトルとし、その位相角を θ とする。 \overline{OB} のほかこれと逆位相でかつ振幅の等しいベクトル \overline{OC} を作り、 \overline{OA} と \overline{OB} のベクトル和 \overline{OC} を一つの検波器で検波し、 \overline{OA} と \overline{OB} のベクトル和 \overline{OD} を別の検波器で検波し、両検波器の出力を差動的に合成してその出力 E_{out} を得る。簡単のため $\overline{OA} = \overline{OB} = \overline{OC} = E_0$ とすれば E_{out} は式6.1で与えられる。

$$E_{out} = \pm 2\sqrt{2} E_0 \cos \frac{1}{2} (\theta \pm \frac{\pi}{2})$$

ただし $0 \leq \theta < \pi$ のとき正号

$\pi \leq \theta < 2\pi$ のとき負号

をとるものとする。

式6.1より明らかなごとく位相弁別特性は \cos 曲線の $\frac{\pi}{4}$ から $\frac{3\pi}{4}$ までの部分と $\frac{5}{4}\pi$ から $\frac{7\pi}{4}$ までの部分をつなぎ合せた曲線となり、 $\theta = n\pi$ (n は整数)の点においては不連続である。 $\overline{OA} = \overline{OB}$ なる場合、 $\overline{OA} = k \overline{OB}$ とし、 $k = 0.5, 1, 1.5$ に対する位相弁別特性を図6.19に示す。 k が大なる程 $\pi/2$ 附近の弁別感度は高くなるが直線性の範囲はせまくなる。

つぎに図6.18(a)に示したようなHybrid変成器を使用した回路では信号波と規準波との相互結合を除くことがきわめて困難であり、この結合のために理論通りの位相弁別特性が得られにくい。そのためこの測定器では図6.20に示すごとく真空管を使用してベクトル合成を行い、両入力との結合をなくした。

位相弁別特性は次のようにして実測した。すなわち200KC回路に図6.21に示すようなリアクタンス管をもうけ、リアクタンス管の格子に50%正弦波を加えて200KCに最大位相偏移 15° 程度の位相変調をかける。したがつて2.5週倍された後の5MCの位相は約 375° 位相変調されているからブラウン管上には位相弁別器特性が表示される。図6.22(a)はこのようにして直視した位相弁別器特性である。この特性の山から谷までの水平巾は 180° であるから遅延時間は100 μ Sに相当している。つぎにこの状態で較正用移相器を動作させると図6.22(b)に示すごとく水平方向に10 μ Sだけずれて位相弁別特性がもう一つ表われる。したがつて二つの特性の水平方向の間隔と一つの特性の山から谷までの間隔の比は1:10となる。これによつて較正用移相器のおおよその精度を知ることができる。また位相弁別器の検波

図 6 2 0 実際の位相弁別回路

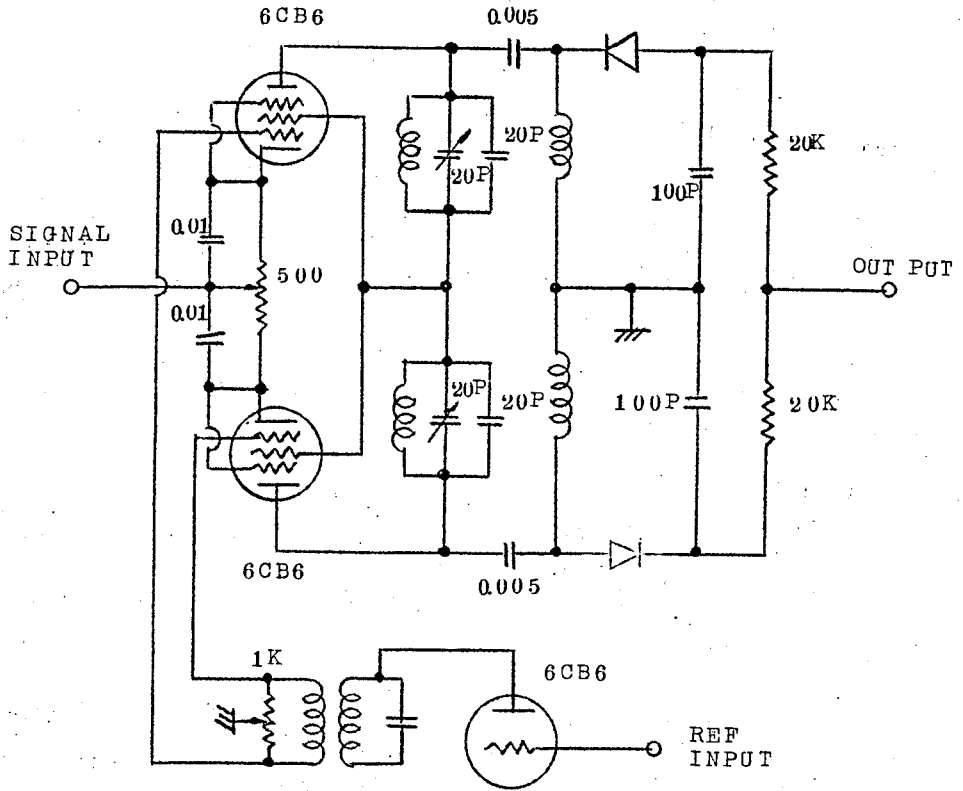


図 6 2 1 位相帰引回路

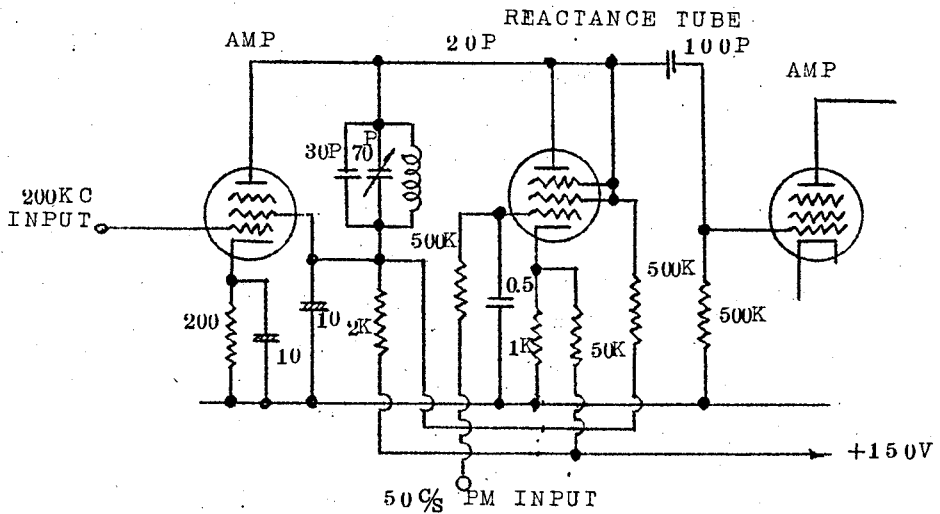


図 6.2.2

位相弁別器特性直視データ

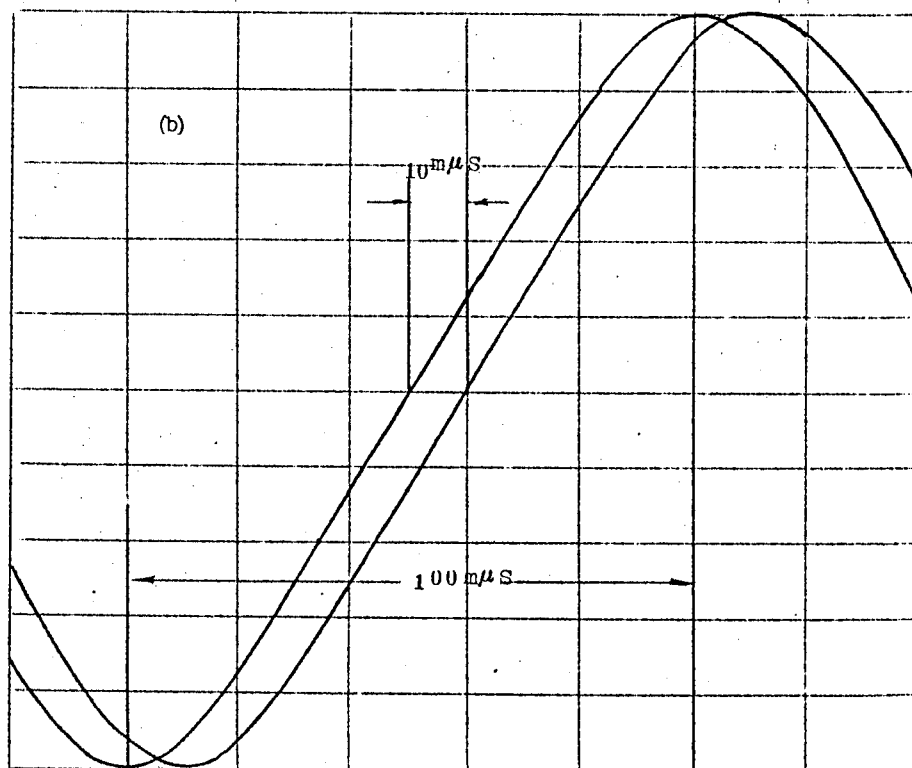
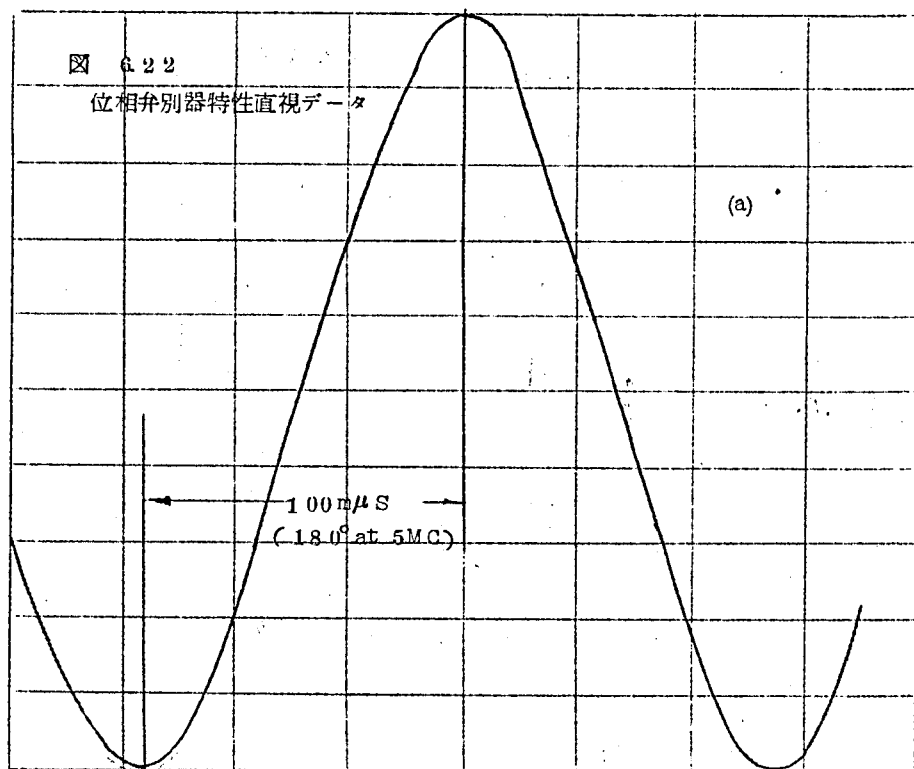
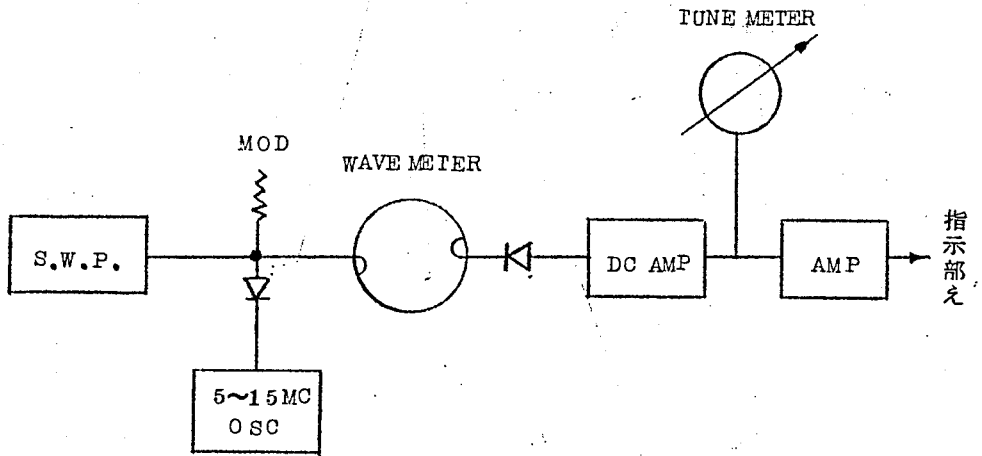


図 6.2.3 マーカー回路構成図



電流を零センタのメータによつて表示し、最適動作点 ($\theta = 90^\circ$ 附近) を表示するようになっている。

6.4.1.1 マーカ回路

この測定器のマーカは掃引の中心周波数を示すマーカと、掃引巾を示すマーカの2種類が表示される。マーカ回路の構成は図 6.2.3 に示すごとくで掃引発振器の分岐出力を 5~15 MC 可変発振器出力で変調し、変調出力を空洞波長計に入れて検波することにより中心周波数およびこれから $\pm 5 \sim 15$ MC はなれた点に同時にマーカを表示することができる。

6.4.1.2 指示部

ブラウン管に 7 吋を使用しているほかはすでに述べたものと同様であるから省略する。

6.5. 精度に関する考察

この測定器の精度に影響する因子としては測定器自身のもつ遅延特性、および測定器内部で生じる AM-PM 変換が考えられる。6.4.8 で述べた較正用移相器の精度ももちろん因子の一つであるがこれについては 3.4.1 に詳説したので省略し、ここでは動的な意味の精度、すなわち遅延特性が水平軸目盛が linear なるごとくブラウン管上に表示されたとき、真の特性に対する相似性の程度を指すことにする。

測定器自身のもつ遅延特性については単一周波数回路 (22.7 MC, 40 MC 回路) については考慮を払う必要はなく、問題になるのは変調掃引波 (単なる掃引波と区別するため 200 KC で変調された掃引波をこのように呼ぶこととする) が通過する回路すなわち本装置では送

信および受信周波数変換器のみである。

つぎに A M - P M 変換については単一周波数回路においても回路が非線形でかつ実数部と虚数部をもつ場合には A M - P M 変換を生じることが 3.6.2 において述べたところである。この測定器で A M - P M 変換を生じる可能性のある回路は中間周波 (40 MC) 増巾器と振巾制限器であり、周波数弁別器以後の回路においては弁別器出力の 200 KC が振巾一定であるため A M - P M 変換は生じない。

6.5.1 周波数変換器の遅延特性

3.5 において解析したごとく、周波数変換器において遅延特性を生じない条件は信号波中間周波、映像周波の 3 周波成分に対して外部回路の反射係数が零であることである。しかしながら測定器においては 6000 MC 全帯域においてこの条件が要求されるため、スタブによる狭域吻合は許されず、必然的に抵抗板減衰器或は単向管を使用せざるを得ない。また中間周波回路については整合抵抗で終端しなければならない。

本測定器では周波数変換器 Magic Tee の E、H 両アームに電界偏形単向管 (5800 ~ 6300 MC で正方向損失 0.5 dB 以下、逆方向損失 25 dB 以上、V、S、W、R、L 0.5 以下) を挿入して遅延特性の軽減をはかっている。

しかしながらこのようにしたとき実際にどの程度の遅延特性が残留するかが問題である。これは 3.5 における解析の示すように理論的計算が可能であるが、問題にしている遅延特性の大きさが微小 (0.2 mμs 以下) であることと、鉱石の特性の仮定が精度的に困難であることのため理論値を期待することはあきらめ実験的に検討した。

すなわちこれを検討する手段として変換器の遅延特性は鉱石の特性および変換器の構造によつてきまると考え、まず送信変換器に平衡変換器を用いて被測定中継機の遅延特性をブラウン管上に出しておき、つぎに平衡変換器の片側の鉱石マウントを除去したとき、(当然このときは変換器出力は約 $1/2$ となる) あるいは片側の鉱石をとりかえたとき、遅延特性が変るかどうかをしらべた。結論は、片側の鉱石マウントを除去して出来た開口部を全反射およびダミロードの状態にしたとき、遅延特性の変化は 0.2 mμs 以下である。鉱石をとりかえた位ではほとんど変化は認められない。

このことは E H アームに挿入した単向管が著るしい効果をもつことを示している。またこれによつて周波数変換器の遅延特性はほとんど問題にならないと云う結論を得た。

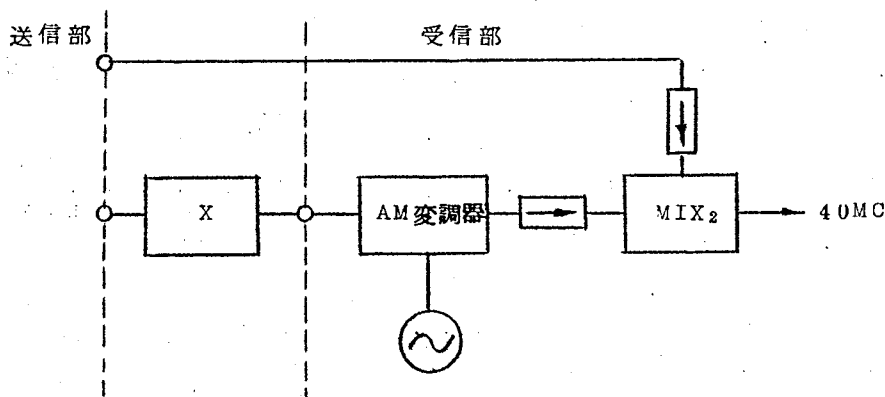
6.5.2 A M - P M 変換

この測定器で A M - P M 変換を生じる可能性のある回路は中間周波増巾器および振巾制限器

である。すなわち被測定中継機の振巾特性によつて入力マイクロ波はAMを受け、これが受信部で受信されるが中間周波増巾器の終段および振巾制限器は非直線回路と考えられ、かつ増巾回路に虚数部(サセプタンス)が存在するとAM-PM変換を生じて誤差となることは3.6においてすでに述べた。また振巾制限器において生じるAM-PM変換については4.5.1において解析した。

しかしながらこの測定器は中間周波増巾器が40MC1点で動作するので増巾器および振巾制限器をサセプタンス零の点で動作せしめることが可能である。したがつて問題はどのような方法でAM-PM変換のない状態を確認できるかにある。筆者等はこの問題を解く一つの方法として、つぎに述べるような方法を考案し適用した。

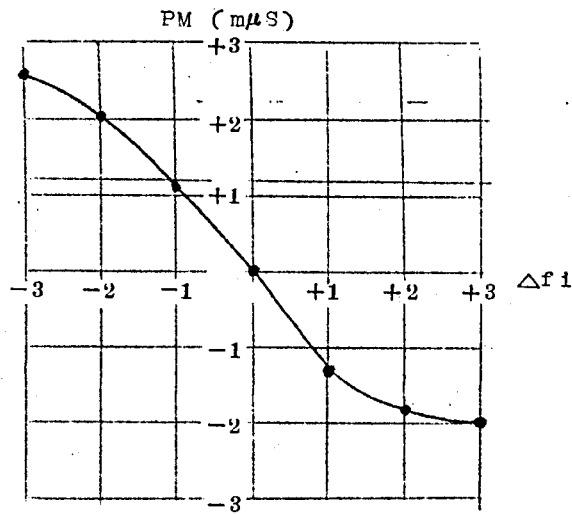
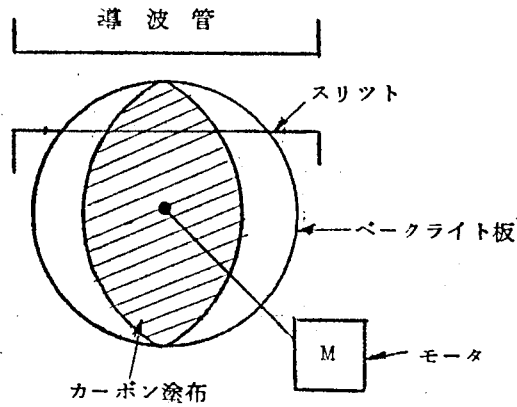
図 6.2.4 AM-PM変換実測回路



すなわち図6.2.4に示すごとく受信部入力部(マイクロ波)にPMの発生が無視できるようにAM変調器をもうけ、掃引周波数(50%)と数サイクルちがった周波数でAMをかける。もし受信部においてAM-PM変換が生じるとブラウン管上の遅延特性は数サイクルの周期でうねりを生じる。このうねりの高さによつてAM-PM変換の変換率が直ちに知れるのみならず、調整によつてAM-PM変換をなくすこともできるわけである。

PMの発生が無視できるようにAM変調器としては図6.2.5に示すごとく、ペークライトの円板に楕円形にカーボンを塗布したものを導波管内に挿入し、これをモータで廻転させる。変調度は円板の進入度を変化することによつて調節できる。この場合カーボン塗布部分が導波管内に入っているとときと入っていないときとの出力マイクロ波の位相の変化は実測によれば、振巾変調度50%のとき約 90° である。これを遅延時間(6000MCにおける)に換算すると $0.042\text{ m}\mu\text{S}$ であつてこの程度のPM発生は誤差として無視できる。

図 6.25 AM変調器



条件 AM変調器によるAM(48%) : 20%
 200KCAM: $\Delta f_1 = 0$ で0.1%以下
 PMの+は遅れ、-は進みの方向を示す

図 6.26 受信部AM-PM変換特性

図6.26はこのようなAM変調器を使用してAM-PM変換を実測した結果を示したものである。図によつてわかるように、AM-PM変換は中間周波同調点を境にして遅れ、進みの方向を反転し、同調点においては0.2m μ s(この測定器の測定限界)以下となる。この点は中間周波出力の最大点とほぼ一致するが出力測定よりもこの測定の方がはるかにcriticalである。故にAM-PM変換による誤差0.2m μ s以下を期待する測定の場合にはこのような方

法でAM-PM変換最小を確認しながら測定を行うことが望ましい。

6.5.3 整合度

この測定器と中継機との接続は導波管接続によることを正規としている。中継機と接続される測定器の部分は送受信周波数変換器である。6.4.3、6.4.4に説明したように周波数変換器には単向管をもうけているのでV、S、W、Rは殆どこれで決定され1.0以下である。中継機側のV、S、W、Rを1.0とすれば、接続部分(長さ2mとする)に生じるエコー遅延特性は式3.8.7より

$$\Delta \tau = 4 \left(\frac{\rho_1 - 1}{\rho_1 + 1} \right) \left(\frac{\rho_2 - 1}{\rho_2 + 1} \right) \frac{\ell}{v_g} \text{ sec} = 0.0144 \text{ m}\mu\text{S}$$

となり、無視できる誤差である。

6.5.4 総合精度

(1) 周波数変換器の遅延特性

0.2 m μ S以下(鉱石の種類に無関係)

(2) AM-PM変換

電動式AM変調器を使用して中間周波数を調整することにより0.2 m μ S以下

(3) 雑音

位相計部のみで0.15 m μ S(P-P)以内

総合で0.2~0.3 m μ S(ただし被測定系のN、Fによつても支配される)

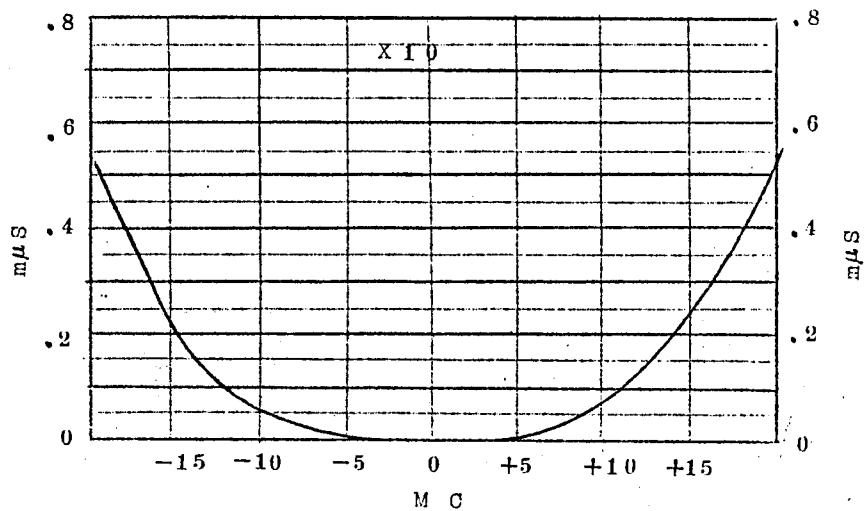
以上によつてもわかるとおり、この測定器の誤差はほとんど雑音と同程度であり、S/Nの改善は中継機N、Fの改善と相いまつて今後に残された問題である。

6.6 実測例

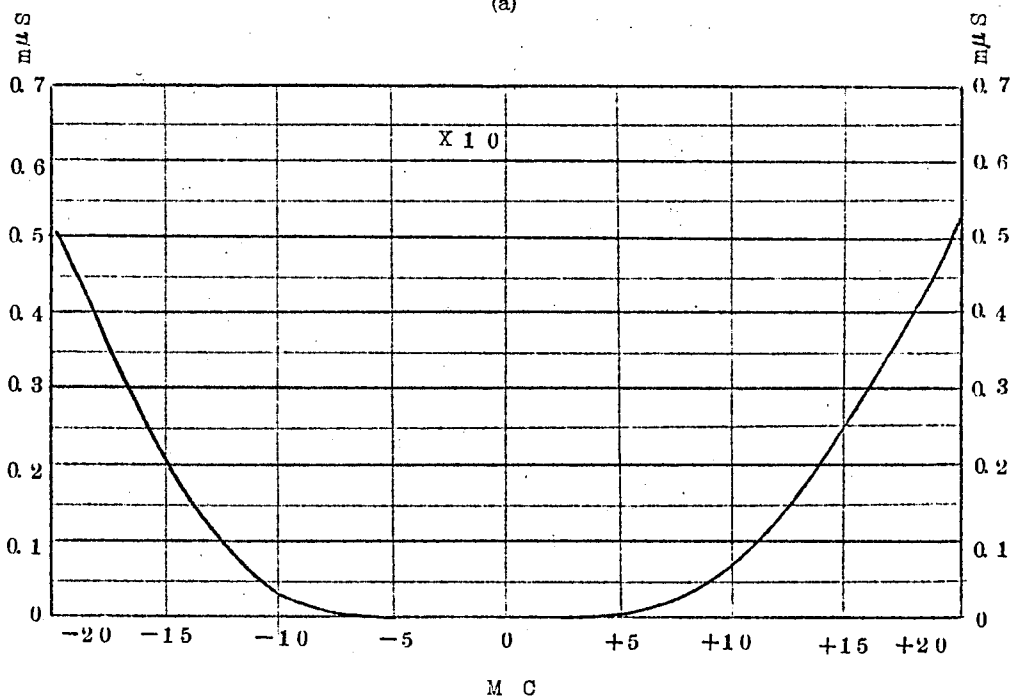
この測定器によつて得られた実測例は4000MC用に比べればまだそれ程多くはない。これまでに測定の対象となつたものは実験用6000MC中継機、宇都宮におけるSF-U₁試作中継機、および現在通研において実用化中のSF-S₁直接中継機等である。ここには前2者による実測例を示すにとどめる。

図6.2.7(a)(b)は実験用6000MC中継機の実測例であり、(a)は第1次試作器、(b)は第2次試作機による測定値で両者はブラウン管の口径がことなる。

図6.2.8は試作中継機の実測例であり、進行波管電流(I_c)の変化による1 m μ S以内の遅延特性変化がよく表われている。



(a)



(b)

図 6.27 実験用中継機の遅延特性

(a)第1次試作器による測定値

(b)第2次試作器による測定値((a)と同一中継機)

(註) 測定感度は $10\text{m}\mu\text{S}$ フルスケール。従つて縦軸の値を10倍して読む。

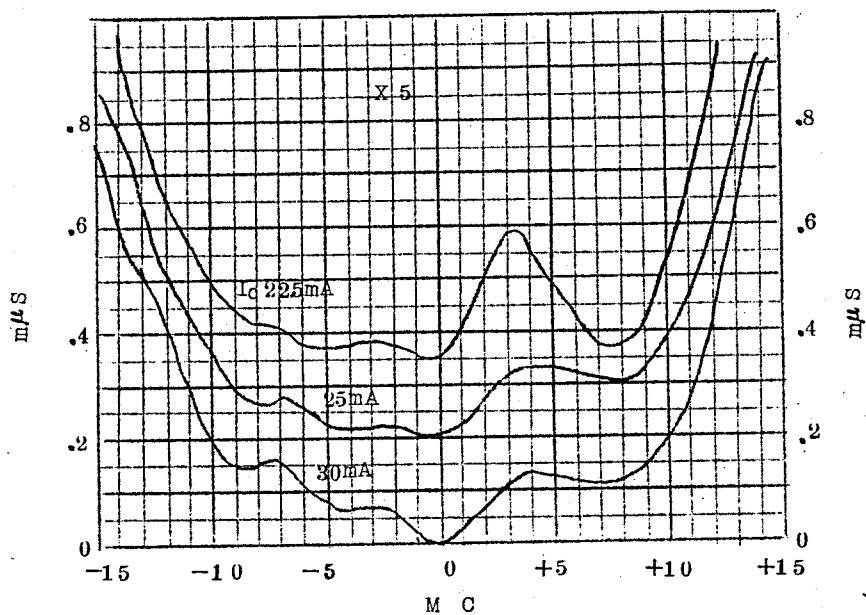


図 6.28 試作6000MC中継機実測例

〔註〕感度 $5 m \mu S$ フルスケール。

I_c : 進行波管陰極電流。

第1次試作器による。

6.7 要 約

以上説明したように、この測定方式は章4の回線用測定器と章5の4000MC中継機用測定器の利点を組み合わせた測定方式であり、そのためクライストロンの変調感度偏差および受信復調部の遅延特性は測定誤差としては入らず、送受周波数変換器の遅延特性および受信復調部のAM-PM変換のみが主たる誤差の原因となる。しかし前者は変換器鉱石より見た回路のインピーダンスを、信号、影像、中間周波の3周波成分に対して整合せしめることにより零にしないことを3.5において理論的に証明し、またその誤差を実験的に確認することが可能であることを6.5.1において示した。つぎに後者すなわちAM-PM変換についてもPMの発生を無視できるようなAM変調器(図6.25)を使用して、AM-PM変換の有無の検出ならびにAM-PM変換最小になるごとき調整が可能であることを6.5.2に示した。

そしてこのような配慮にもとづき製作、調整された状態において、はじめて本測定器は0.2mμs以内の確度を確保できるのであり、測定器固有の雑音と同程度になるのである。

むすび

本文は筆者が1953年より現在に至るまでに実用化したマイクロ波無線中継回線および中継機用の遅延特性測定器の実用化を中心として実施した研究の成果をまとめたものである。すなわち

(1) まえがきにおいては周波数変調方式無線中継回線における遅延特性測定的重要性と、わが国における遅延特性測定器がマイクロ波無線中継回線の発展と相たづさえて進歩して来た過程について説明し、遅延特性測定器がわが国のマイクロ波無線中継回線において演じた役割の概要を説明した。

(2) 章1においては世界各国のほとんどすべての遅延特性測定器が採用しているところのNyquist, Brandの測定原理を周波数変調方式に適用した場合について説明し、遅延特性測定器は一般に送信部、受信部、および位相計部の3部により構成されること、およびこの原理が結局、副搬送波の位相変化を測定するものであることを説明した。

(3) 章2においては、まず現在までに発表されている諸外国における遅延特性の測定方式のおもなるものを列挙し、それぞれについて概略の説明を加えた。

つぎにわが国における中継機用遅延特性測定方式、すなわちM, M, D方式およびSuper M, M, D方式について概略の説明を加え、そのいずれもが被測定中継機を送受信周波数差を利用することにより、測定器の簡易化ならびに精度の向上に資するところ大なるものがあることを説明した。

(4) 章3においては遅延特性測定器の測定精度に影響をおよぼす要因のうち、いかなる測定方式においても共通に論じうる要因、すなわち掃引周波数、副搬送波周波数、位相計部の帯域巾、位相較正器の精度、周波数変換器の遅延特性、AM-PM変換、雑音、整合度、周波数軸等について検討し、各要因に対し誤差の数値例を示すか、もしくは誤差を減少せしめる条件を示した。

(5) 章4においては筆者等が実用化した回線用遅延特性測定器について、その内容を詳細に解析、説明し、つぎにこの測定器の精度に影響をおよぼす要因について数値的な検討を施し、結論としてこの測定器は地理的にはなれた2点間の測定となるので内部遅延特性の長時間安定度が最も必要とされること、また回線品質を評価するいま一つの尺度であるところの雑音

負荷試験との対応に関する実験結果を述べ、実回線における準漏話測定と遅延特性測定との対応限界は $0.3 \sim 0.5 \text{ m}\mu\text{S}/\text{MC}$ であることを述べた。

(6) 章5においては筆者が考案したM、M、D方式を採用した測定器である4000MC中継機用遅延特性測定器について、その内容を詳細に説明し、つぎにこの測定方式の測定精度におよぼす要因について数値的検討を施し、結論としてこの測定方式において最も本質的な要因であるところの掃引発振器の200KCに対する変調感度偏差による誤差は空洞掃引、リベラ変調を行うことにより、 $2 \sim 3 \text{ m}\mu\text{S}/20\text{MC}$ 程度になし得ることを示した。またこの測定器と全く方式を異にする章4の回線用測定器との対応に関する実験結果を示し、約 $\pm 5\text{MC}$ の範囲では殆ど一致することを示した。

(7) 章6においては、同じく筆者が考案したSuper M、M、D方式を採用した測定器である6000MC中継機用遅延特性測定器についてその内容を詳細に説明し、つぎにこの測定方式の測定精度におよぼす要因は他に比して極めて少いので測定誤差を雑音と同程度すなわち $0.2 \text{ m}\mu\text{S}$ 程度になしうることを示した。

したがってこの測定方式は現在における一応の測定限界に到達したものと見ることができる。

謝 辞

この研究に当つては当所染谷次長、当所深海無線課長、増田課長補佐、当所元無線課長横井大六氏（現本社海外連絡室調査役）、当所元測定係長菅原鼎山氏（現本社技師長室調査役）、同鶴宏氏（現日本電気株式会社研究所）、当所測定係長太田正光氏をはじめ本社技師長室、施設局、保全局の各位の絶大なご指導ご協力を頂いた。

ここに厚くお礼申し上げるしだいである。

また回線用遅延特性測定器に使用した水晶振動子、水晶濾波器は回路部品研究室高原、小島両氏にお願いして完成をみたものである。また6000MC中継機用測定器に関しては測定係秋元氏のご協力に負うところが大きい。

さらに装置の試作にあつては安立電気株式会社、田島部長、石森課長、岸本氏、堀氏、山崎氏の諸氏に負うところが大きい。

それぞれ厚くお礼申し上げるしだいである。

参 考 文 献

- (1) S.O.Rice: Distortion Produced in a Noise Modulated F.M. Signal by Non-Linear Attenuation and Phase Shift B.S.T.J. Vol 36, No 4, July 1957
- (2) S.O.Rice: Mathematical Analysis of Random Noise B.S.T.J. Vol 23, No 7 (1944), Vol 24, No 1 (1945)
- (3) J.R.Carson, T.C.Fry: Variable-Frequency Electric Circuit Theory with Application to the Theory of Frequency Modulation B.S.T.J. Vol XVI, No 4, Oct. 1937
- (4) A.S.Glodwin: The Distortion of Frequency-Modulated Waves by Transmission Networks I.R.E. Vol 35, Dec. 1947
- (5) Nyquist, H, Brand, S.: Measurement of Phase Distortion B.S.T.J. Vol 9, No 3 (July 1930)
- (6) Robert Magnusson: Sensitine Group Delay Meters, Ericson Technics 1, (1957)
- (7) D.H.Ring: The Measurement of Delay Distortion in Microwave Repeaters B.S.T.J. Vol 27, No 2 (1948-04)
- (8) H.Grayson, T.S.McLeod, R.A.G.Dunkley & G.Dawson Circuit Technique in Frequency-Modulated Microwave Links P.I.R.E. Part III 99, 61 264 (1952-09)
- (9) L.E.Hunt, W.J.Albersheim: A Scanner for Rapid Measurement of Envelope Delay Distortion, P.I.R.E. 40 4, 454 (1952)
- (10) A.Van.Weel: Measurement of Group-Delay Time in Networks Philips Res. Rep., 467 (1952)
- (11) H.Reiner: Untersuchungen mit einem Direkt Anzeigenden Gruppenlaufzeitmessgerät in Bereich 60~90 MHz,

F.T.Z., 7 8 406(1954)

- (12) J.S.Whyte:An Instrument for the Measurement and Display of V.H.F.Network Characteristics.

P.O.E.E.J., 48 2 81(1955-07)

- (13) 特許公報;昭32-4251

公告:昭32.6.27 出願:昭29.5.20 特願:昭29-10280

- (14) 牧野、菅原、太田:極超短波遅延特性測定器 電連大(昭30 №664)

- (15) 牧野、太田:極超短波遅延特性測定装置 通研月報、9. 5. 185(昭31)

- (16) 特願:昭31-9616 公告決定:昭35.8.15

- (17) 牧野、秋元:マイクロ波中継機遅延特性測定の一方式 電連大(昭34 №844)

- (18) 菅原編:FM無線工学(日刊工業) P485~592,

- (19) 松本、林、桑原:FM伝送回路の特性がテレビジョン伝送特性に及ぼす影響
電通誌 38 №4(1955-4)

- (20) E.W.Herold, R.R.Bush, W.R.Ferris:Conversion Loss of Diode Mixers Having Image-Frequency Impedance.

P.I.R.E. 1945-09 P603~609

- (21) E.W.Herold, L.Malter:Frequency Mixing in Diodes

P.I.R.E. 1943-10 P575~582

- (22) 川橋、内田:鉍石周波数変換器で生じる遅延歪 電通誌;昭31.7

- (23) V.D.Landon:The Distribution of Amplitude With Time in Fluctuation Noise P.I.R.E. 29(1941) 50~55

- (24) 菅原、太田、牧野:マイクロ波回路用遅延歪測定装置

研究実用化報告 Vol 4. №4. 1955

- (25) W.J.Albersheim:An Experimental Delay Distortion Scanner B.L.R. 31.7 1953

- (26) 特許公報 昭30-11920

- (27) L.A.Goldmuntz, H.L.Krauss:The Cathode Coupled Clipper Circuits. P.I.R.E. 36 9. 1948

- (28) 岡部、宇田、三戸:超高周波電子管